

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО КАНАЛУ СВЯЗИ С «ПЕРЕРЫВАМИ»

В. С. ЛАНДО

Рыбинский авиационный технологический институт

Радиотехнический факультет,
кафедра конструирования и производства радиоаппаратуры,
СССР, 152903 Рыбинск Ярославской обл., ул. Герцена, 66.

Поступило 6. марта 1982 г.

Представлено проф. др. Ш. Чибби

Summary

Parallel transfer of digital information is discussed, built-up of the transfer system is presented, and disturbance protection (transfer reliability) examined. To analyze the disturbance protection, a two-state transfer channel model with discontinuities is applied. Error probability formulae involve the cases where "discontinuities" are due to fading or to high-power pulse disturbances.

1. Введение

Одной из актуальнейших проблем современной теории и практики связи является проблема повышения помехоустойчивости. В настоящее время исследован ряд эффективных методов передачи цифровой информации по реальным каналам с различными помеховыми ситуациями. Характерной особенностью данных методов является то, что большинство из них основаны на использовании принципа последовательной передачи.

Однако еще в 1938 году советским ученым профессором Д. В. Агеевым был предложен способ параллельной (групповой) передачи элементарных сигналов. Дальнейшие исследования параллельной передачи показали ее перспективность и преимущества относительно последовательной.

При последовательной передаче каждый элемент сообщения $\varphi_i(t)$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) и соответствующий ему элементарный сигнал $z_i(t)$ локализованы в одном и том же интервале времени, и передача элементарных сигналов по каналу связи осуществляется последовательно по мере поступления элементов сообщения от источника. Каждый элементарный сигнал локализован в своем непрерывающемся с соседними интервале

времени, и поэтому разделение их на приемной части системы связи осуществляется на основе временной селекции.

При параллельном способе одновременно передается группа из n элементарных сигналов, каждый из которых имеет длительность T . Следовательно, существенная особенность параллельной передачи состоит в том, что элементарные сигналы, принадлежащие одной группе, локализованы в одном и том же интервале времени. Это обстоятельство не позволяет с помощью временной селекции разделять элементарные сигналы. Для разделения элементарных сигналов необходимо, чтобы все они различались по форме. Максимального различия элементарные сигналы достигают в случае их взаимной ортогональности, т. е. когда

$$\int_0^T z_i(t)z_j(t) dt = \begin{cases} 0, & \text{если } i \neq j, \\ c, & \text{если } i = j, \end{cases} \quad (1)$$

где c — некоторая постоянная величина.

Рассмотрим один из возможных методов формирования параллельного сигнала. Пусть имеется последовательность элементов сообщения $\varphi_i(t)$. Разобьем эту последовательность на группы, в каждую из которых будет входить по n элементов сообщения. Первому элементу сообщения, имеющему длительность τ и локализованному в интервале $0 < t < \tau$, будет соответствовать элементарный сигнал $z_1(t)$, имеющий длительность $T = n\tau$ и локализованный в интервале $T < t < 2T$. Второму

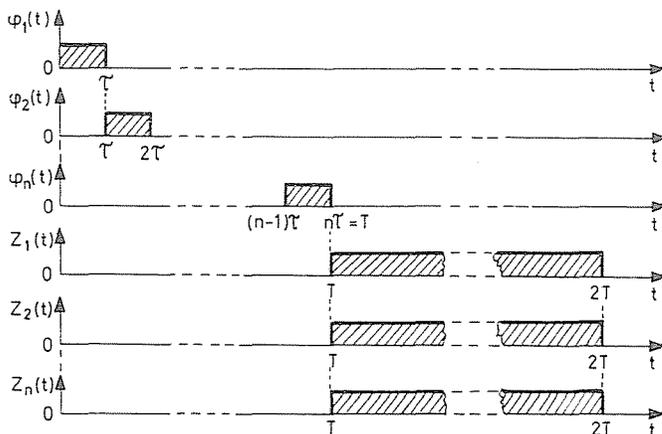


Рис. 1. Диаграмма, иллюстрирующая процедуру формирования параллельного (группового) сигнала

элементу сообщения, локализованному в интервале $\tau < t < 2\tau$, будет соответствовать элементарный сигнал, также имеющий длительность T и локализованный в интервале $T < t < 2T$. Аналогичным образом происходит процесс формирования элементарных сигналов $z_3(t)$, $z_4(t)$ и т.д. И, наконец, элементу сообщения $\varphi_n(t)$, локализованному в интервале $(n-1)\tau < t < n\tau$, будет соответствовать элементарный сигнал $z_n(t)$, локализованный в интервале $T < t < 2T$ (рис. 1).

Параллельный способ передачи элементарных сигналов является наиболее общим и включает в себя последовательный как частный случай. Покажем, что это действительно так. Пусть имеется группа из n элементарных сигналов, длительность каждого из которых равна T . При этом структура элементарных сигналов такова, что энергия первого элементарного сигнала локализована в интервале $0 < t < \tau$, энергия второго элементарного сигнала в интервале $\tau < t < 2\tau$ и т.д. и, наконец, энергия n -го элементарного сигнала локализована в интервале $(n-1)\tau < t < n\tau$. Следовательно, для каждого сигнала группы можно записать

$$\int_{(i-1)\tau}^{i\tau} z_i^2(t) dt \neq 0, \tag{2}$$

а

$$\int_0^{(i-1)\tau} z_i^2(t) dt = 0 \quad \text{и} \quad \int_{i\tau}^T z_i^2(t) dt = 0.$$

Однако групповой сигнал такой структуры является ни чем иным, как последовательным сигналом. Условие ортогональности (1) в данном случае имеет место вследствие того, что для каждого элементарного сигнала группы выполняется соотношение (2). Таким образом, приведенные рассуждения показывают, что параллельная передача действительно является более общим способом передачи элементарных сигналов.

2. Структурная схема системы параллельной передачи цифровой информации

Как уже указывалось в предыдущем разделе, для разделения элементарных сигналов группы необходимо, чтобы все они различались по форме. Максимальное различие сигналы достигают в случае их взаимной ортогональности, т. е. когда выполняется условие (1). Если элементарные сигналы ортогональны, то помехоустойчивость передачи информации является максимальной, кроме того упрощается техническая реализация устройств разделения. Поэтому при практической

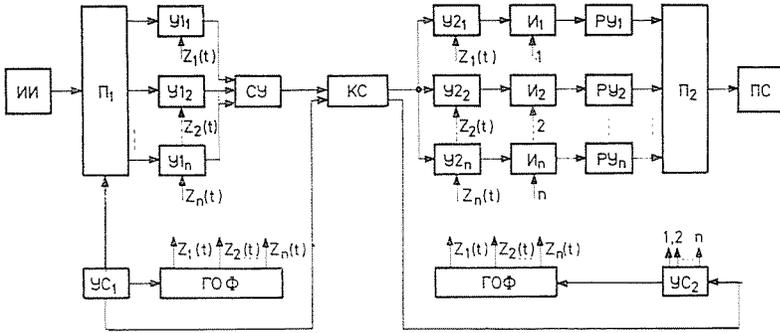


Рис. 2. Упрощенная структурная схема системы параллельной передачи цифровой информации

реализации системы параллельной передачи цифровой информации необходимо использовать ортогональные сигналы.

Все системы ортогональных функций можно разделить на два больших класса: системы аналоговых ортогональных функций (гармонические функции с кратными частотами, полиномы Чебышева, Лежандра, Эрмита и др.); системы дискретных ортогональных функций (периодическая последовательность неперекрывающихся импульсов, функции Радемахера, Уолша и др.).

В настоящее время из системы первой группы практическое применение в технике связи получили гармонические ортогональные функции, большинство остальных функций из-за сложности аппаратурной реализации имеют лишь теоретический интерес. Среди дискретных ортогональных функций максимальный интерес для практики представляют функции Уолша. Это вызвано прежде всего бурным развитием дискретной микроэлектроники и переходом в технике связи на цифровые методы формирования и обработки сигналов.

Упрощенная структурная схема системы параллельной передачи цифровой информации приведена на рис. 2. Источник информации ИИ вырабатывает последовательность элементов сообщения $\varphi_i(t)$, которую необходимо передать. Преобразователь Π_1 преобразует последовательность элементов сообщения в коэффициенты $a_i(t) = \pm a$, $T < t < 2T$, $i = 1, 2, \dots, n$. Если элемент сообщения представляет собой информационный символ «1», то $a_i(t) = a$. Если элемент сообщения представляет собой информационный символ «0», то $a_i(t) = -a$. Коэффициенты $a_i(t)$ в течение интервала времени $T < t < 2T$ подаются на входы умножителей $У1_i$. Одновременно на умножители с генератора ортогональных функций ГОФ поступают сигналы $z_i(t)$. Умножители осуществляют перемножение каждого сигнала $z_i(t)$ с соответствующим коэффициентом $a_i(t)$.

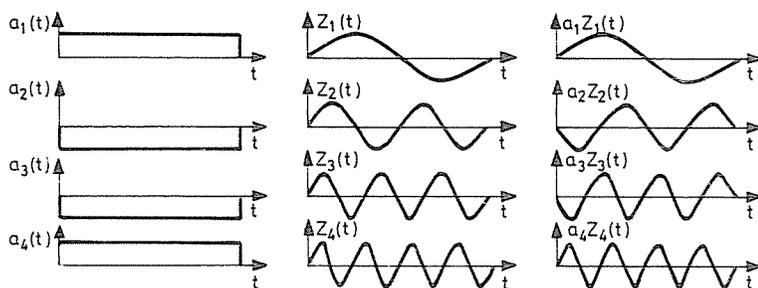


Рис. 3. Диаграмма формирования группового сигнала на основе ортогональных гармонических функций с кратными частотами

Сигналы с выходов умножителей поступают на суммирующее устройство СУ, где образуется групповой сигнал вида

$$z(t) = \sum_{i=1}^n a_i z_i(t), \quad T < t < 2T. \quad (3)$$

На рисунке 3 для случая $n = 4$ иллюстрируется процедура формирования группового сигнала $z(t)$. В качестве ортогональных функций используются гармонические функции с кратными частотами.

С выхода сумматора групповой сигнал $z(t)$ поступает в канал связи КС, который включает в себя совокупность технических средств и линию связи (среду распространения сигнала). В канале связи осуществляется усиление и преобразование группового сигнала $z(t)$ в сигнал $z_n(t)$, согласованный с характеристиками линии связи, последующее усиление сигнала $z_n(t)$ (после прохождения по линии связи), обратное преобразование $z_n(t)$ в групповой сигнал $z(t)$. В процессе распространения сигнала $z_n(t)$ по линии связи на него в общем случае могут воздействовать различного рода аддитивные и мультипликативные помехи. Поэтому в общем случае с выхода канала связи поступает сигнал $z^*(t)$, который в той или иной степени отличается от сигнала $z(t)$. Для простоты рассмотрения пока будем предполагать, что помехи отсутствуют и что на выходе канала связи имеет место групповой сигнал вида (3).

С выхода канала связи групповой сигнал $z(t)$ поступает на входы n умножителей $У2_i$. Одновременно на другие входы умножителей поступают соответствующие функции $z_i(t)$, которые вырабатываются генератором ортогональных функций ГОФ, расположенном на приемной части системы связи. Далее сигналы с выходов умножителей подаются на входы интеграторов $И_i$, где они интегрируются в течение интервала времени длительности T . Таким образом, вышеизложенная процедура извлечения информации сводится к вычислению скалярного произвед-

ения группового сигнала $z(t)$ с соответствующей функцией $z_i(t)$. Если момент прихода сигнала принять за начало отсчета, то тогда можно записать, что на вход решающего устройства $РУ_i$ в момент времени T поступает напряжение

$$s_i = \int_0^T z(t)z_i(t) dt = \int_0^T \left[\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n a_k z_k(t) \right] z_i(t) dt = \\ = a_i \int_0^T z_i^2(t) dt + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n a_k \int_0^T z_k(t)z_i(t) dt = a_i c_i, \quad (4)$$

где

$$c_i = \int_0^T z_i^2(t) dt -$$

— энергия сигнала $z_i(t)$.

Для того, чтобы все передаваемые элементы сообщения с точки зрения помехоустойчивости были в одинаковых условиях, необходимо использовать сигналы с одинаковой энергией, т. е. $c_i = c_0$.

Из выражения (4) видно, что на входы решающих устройств $РУ_i$ поступают напряжения s_i , численно равные энергии сигналов $z_i(t)$. Причем эти напряжения, в зависимости от знака переданного элемента сообщения, могут быть либо положительной, либо отрицательной полярности. Если на вход решающего устройства поступает напряжение положительной полярности, то принимается решение о том, что был передан информационный символ «1». В случае же поступления на вход решающего устройства напряжения отрицательной полярности принимается решение о передаче информационного символа «0». Следовательно, с выходов решающих устройств $РУ_i$ на преобразователь $П_2$ поступают коэффициенты $a_i(t)$, которые несут в себе информацию о переданных элементах сообщения. Преобразователь $П_2$ преобразует данные коэффициенты в последовательность элементов сообщения $\varphi_i(t)$, которая и подается к получателю сообщения ПС.

Из вышеизложенного видно, что рассматриваемая система связи является синхронной и включает в свой состав устройства синхронизации $УС_2$ и $УС_1$ на приемной и передающей частях системы. Данные устройства управляют работой преобразователей $П_1$ и $П_2$, генераторов ортогональных функций ГОФ передающей и приемной частей системы связи, а также работой интеграторов приемной части системы. Специальный синхросигнал, вырабатываемый $УС_1$, вместе с групповым сигналом $z(t)$ поступает в канал связи КС. Устройство синхронизации $УС_2$ выделяет данный синхросигнал из принимаемого сигнала и использует его для организации режима синхронной работы.

3. Двухградационная модель канала связи

Исследования показали, что параллельная передача по сравнению с последовательной является более помехоустойчивой по отношению к мощным импульсным помехам и флюктуациям коэффициента передачи канала связи. Для анализа помехоустойчивости системы параллельной передачи в условиях действия мощных импульсных помех или флюктуаций коэффициента передачи канала удобно ввести в рассмотрение двухградационную модель канала связи.

3.1. Двухградационная модель канала связи при аддитивной импульсной помехе

Пусть в линии связи на передаваемую информацию воздействуют мощные импульсные помехи. Будем называть интервалы времени, благоприятные для передаваемой информации (отсутствие помех), «просветами» канала связи, а неблагоприятные (наличие помех) — «перерывами» канала связи. В этом случае весь интервал передачи информации разделится на последовательность взаимночередующихся интервалов «просветов» и «перерывов».

Эффективность параллельной передачи элементарных сигналов может быть повышена путем применения нелинейного преобразования, состоящего в «вырезании» части группового сигнала, пораженной воздействием «перерывов», т. е. мощной импульсной помехой. Такое вырезание может быть осуществлено посредством блокирования приемного устройства на время действия «перерыва». Разумеется, что в этом случае приемная часть системы связи имеет в своем составе специальное устройство слежения за состоянием канала связи, которые осуществляет прерывание процесса обработки группового сигнала на время действия «перерыва» связи.

При передаче информации с прерываниями коэффициент передачи канала связи может быть представлен в виде

$$\mu(t) = \begin{cases} 1 & \text{на интервалах «просветов»,} \\ 0 & \text{на интервалах «перерывов».} \end{cases} \quad (5)$$

Отметим основную особенность метода прерываний при параллельной передаче по сравнению с последовательной. Если длительность «перерывов» при последовательной передаче больше или равна длительности элементарного сигнала, то это приводит к необратимому выпадению части сообщения. Указанная особенность ограничивает возможность

использования метода прерываний при последовательной передаче в зависимости от длительности интервалов прерываний.

Принципиально иное содержание приобретает метод прерываний при параллельной передаче, т. к. относительно длинные интервалы прерываний не ведут к выпадению части сообщения. Действительно, если длительность групп элементарных сигналов выбрать такой, что большая ее часть будет непораженной «перерывами», то суммарная длительность прерываний будет меньше длительности элементарного сигнала. Это позволит при соответствующей величине отношения энергии элементарного сигнала к спектральной плотности шумовой помехи с допустимой вероятностью ошибки определить информационный символ, заключенный в сигнале. Таким образом, возможность передавать информацию по каналам связи с «перерывами», коэффициент передачи которых описывается соотношением (5), является принципиальным преимуществом параллельной передачи, основанным на более общем способе размещения энергии элементарных сигналов на отрезке времени T .

3.2. Двухградационная модель канала связи с флуктуациями коэффициента передачи

Результат воздействия на передаваемую информацию мультипликативных помех может быть описан с помощью непрерывно изменяющегося коэффициента передачи канала связи $\mu(t)$. В некоторые моменты времени коэффициент передачи канала связи значительно уменьшается и становится практически близким к нулю, в другие же моменты времени коэффициент передачи возрастает, что обеспечивает достаточно высокую помехоустойчивость приема элементарных сигналов. Таким образом, канал связи с флуктуациями может быть описан последовательностью благоприятных и неблагоприятных интервалов времени. Если $\mu(t) > \mu_{\text{пор}}$, то такие интервалы времени будем называть «просветами» канала связи, а интервалы времени, в течение которых $\mu(t) < \mu_{\text{пор}}$ — «перерывами» ($\mu_{\text{пор}}$ — некоторый пороговый уровень коэффициента передачи $\mu(t)$). На рисунке 4 приведена реализация непрерывно изменяющегося коэффициента передачи $\mu(t)$ и соответствующая ей последовательность интервалов «просветов» и «перерывов».

Параллельная передача информации по каналу с флуктуирующим коэффициентом $\mu(t)$ имеет существенные особенности, связанные со спецификой мультипликативной помехи. Дело в том, что при прохождении группового сигнала по каналу с флуктуациями $\mu(t)$ происходит нарушение взаимной ортогональности элементарных сигналов группы. Это приводит к появлению так называемых переходных помех. Действи-

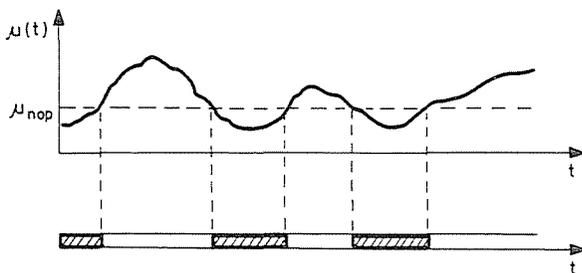


Рис. 4. Реализация непрерывно изменяющегося коэффициента передачи $\mu(t)$ и соответствующая ей последовательность интервалов «просветов» и «перерывов» (заштрихованные полосы — интервалы «перерывов»)

тельно, при прохождении через канал связи каждый элементарный сигнал приобретает мультипликативный множитель $\mu(t)$ и, следовательно,

$$\int_0^T \mu(t) z_i(t) z_j(t) dt \neq 0$$

для всех $i \neq j$. Таким образом, из вышеизложенного видно, что принцип параллельной передачи затруднительно непосредственно применить при флуктуациях коэффициента передачи канала связи.

Одним из методов устранения мультипликативной помехи является использование автоматической регулировки усиления (АРУ). Действие устройства АРУ можно представить как умножение сигнала на оператор $1/\mu(t)$. Если бы в канале связи действовала только мультипликативная помеха, то воздействие на сигнал оператора $1/\mu(t)$ позволило бы полностью от нее избавиться. К сожалению, в любом канале связи всегда имеет место также и аддитивная шумовая помеха, и, следовательно, оператор $1/\mu(t)$ воздействует на сумму сигнала и аддитивной шумовой помехи. В результате действия АРУ получается сигнал постоянной интенсивности, однако интенсивность аддитивной помехи флуктуирует. Следовательно, АРУ нецелесообразно производить в течение длительности интервалов «перерывов», поскольку это приводит к очень интенсивному возрастанию аддитивной шумовой помехи. Поэтому можно сделать устройство АРУ пороговым, т. е. воздействовать на сигнал оператором $1/\mu(t)$ только в течение длительности интервалов «просветов», когда $\mu(t) > \mu_{\text{пор}}$. В течение длительности интервалов «перерывов» можно производить прерывание процесса обработки входного сигнала на приемной части системы связи. Пороговое воздействие оператора $1/\mu(t)$ в сочетании с прерываниями приводит к тому, что нарушенная мультипликативной помехой взаимная ортого-

нальность элементарных сигналов практически восстанавливается, однако все-таки неполностью за счет прерываний. При этом аддитивная шумовая помеха будет иметь допустимую флюктуирующую интенсивность. Таким образом при передаче информации по каналу связи с пороговым воздействием на сумму сигнала и шума оператора $1/\mu(t)$ в сочетании с прерываниями его эквивалентный коэффициент передачи $\chi(t)$ может быть записан в виде

$$\chi(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } \mu(t) > \mu_{\text{пор}}, \\ 0 & \text{при } \mu(t) < \mu_{\text{пор}}. \end{cases} \quad (6)$$

4. Помехоустойчивость способа параллельной передачи цифровой информации

В данном разделе исследуется помехоустойчивость способа параллельной передачи цифровой информации по отношению к мощным импульсным помехам и флюктуациям коэффициента передачи канала связи. Для анализа используется двухградационная модель канала связи, рассмотренная в предыдущем разделе.

4.1. Помехоустойчивость способа параллельной передачи цифровой информации по отношению к импульсной помехе

Пусть в процессе прохождения по каналу связи на групповой сигнал аддитивно воздействуют шумовая и импульсная помехи $n(t)$ и $y(t)$ соответственно. Учитывая вышерассмотренную двухградационную модель канала связи с прерываниями на время действия мощной импульсной помехи, результирующий сигнал на выходе канала связи может быть записан в виде

$$z^*(t) = \mu(t) \left[\sum_{k=1}^n a_k z_k(t) + n(t) \right], \quad (7)$$

где $\mu(t)$ — коэффициент передачи канала связи, представляющий в соответствии с (5) случайный импульсный поток с нормированной амплитудой равной единице.

Как было показано, выделение i -го элементарного сигнала осуществляется в соответствии с алгоритмом (4), который для рассматриваемого случая с учетом (7) запишется в виде

$$s_i = \int_0^T \mu(t) \left[\sum_{k=1}^n a_k z_k(t) + n(t) \right] z_i(t) dt = b + \eta, \quad (8)$$

где

$$b = \int_0^T a_i \mu(t) z_i^2(t) dt —$$

— случайная величина, соответствующая полезному сигналу;

$$\eta = \int_0^T \left[\mu(t) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n a_k z_k(t) \right] z_i(t) dt + \int_0^T \mu(t) n(t) z_i(t) dt —$$

— случайная величина, характеризующая помеху.

Первое слагаемое величины η соответствует переходным помехам, появляющимся в результате нарушения взаимной ортогональности элементарных сигналов группы. Второе слагаемое величины η связано с наличием аддитивной шумовой помехи.

Для того, чтобы вычислить вероятность ошибочного приема элементарного сигнала, необходимо сделать предположение о законе распределения случайной величины η . Если предположить, что помеха $n(t)$ является нормальным белым шумом [1], то тогда можно считать, что величина η распределена по нормальному закону. Такое предположение вполне оправдывается тем, что первое слагаемое величины η представляет из себя сумму большого числа случайных величин, и, следовательно, ее распределение в силу центральной предельной теоремы стремится к нормальному: второе слагаемое распределено по нормальному закону, т. к. исходный процесс $n(t)$ подчиняется нормальному закону [2].

Будем считать, что априорные вероятности передачи информационных символов «1» и «0» равны 1/2. Тогда с учетом вышесделанного предположения о характере распределения величины η нетрудно показать, что вероятность ошибочного приема элементарного сигнала определяется выражением

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{M^2 \{s_i/a_i = a\}}{D \{s_i/a_i = a\}}} \right) \right], \quad (9)$$

где $M \{s_i/a_i = a\}$ — условное математическое ожидание величины s_i , определяемой (8);

$D \{s_i/a_i = a\}$ — условная дисперсия величины s_i ;

$\Phi(x)$ — табулированная функция Крампа [1].

Анализ показал, что

$$M \{s_i/a_i = a\} = a(1 - p) \int_0^T z_i^2(t) dt, \quad (10)$$

где p — вероятность попадания на интервалы «перерывов» канала связи, а выражение для условной дисперсии имеет вид

$$\begin{aligned}
 D\{s_i/a_i = a\} = a^2 & \left\{ \sum_{k=1}^n \int_0^T z_k(t) z_i(t) dt \int_0^T B_\mu(t-t_1) \times \right. \\
 & \times z_i(t_1) z_k(t_1) dt_1 + \frac{1}{a^2} \int_0^T z_i(t) dt \int_0^T z_i(t_1) B_\mu(t-t_1) \times \\
 & \left. \times B_n(t-t_1) dt_1 - (1-p)^2 \left[\int_0^T z_i^2(t) dt \right]^2 \right\}, \quad (11)
 \end{aligned}$$

где $B_\mu(t-t_1)$ и $B_n(t-t_1)$ — функции автокорреляции процессов $\mu(t)$ и $n(t)$ соответственно.

Для получения конкретного выражения для вероятности ошибки необходимо знать автокорреляционные функции $B_\mu(t-t_1)$ и $B_n(t-t_1)$, а также выбрать конкретную систему ортогональных функций. Если интервалы «просветов» и «перерывов» подчиняются экспоненциальному закону распределения [3], а элементарные сигналы группы составляют систему ортогональных тригонометрических функций вида

$$z_k(t) = a_0 \cos k\omega_0 t; \quad k = 1, 2, \dots, n; \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}; \quad a_0 = \text{const.},$$

то формулы (9), (10) и (11) позволяют получить следующее выражение для вероятности ошибки

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{h^2}{h^2 B(\Delta, p, i, n) + (1-p)^{-1}}} \right) \right], \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned}
 B(\Delta, p, i, n) = & \frac{\Delta}{n} \left\{ 1 + \sum_{k=1}^n A_k(\Delta, p, i, n) - \right. \\
 & \left. - 2 \frac{1-p}{p} \frac{\Delta}{n} \left[1 - \exp \left(- \frac{np}{(1-p)\Delta} \right) \right] A_k^2(\Delta, p, i, n) \right\}; \\
 A_k(\Delta, p, i, n) = & \frac{1}{1 + \frac{\Delta^2 (2\pi)^2 (i+k)^2}{n^2 p^2} (1-p)^2} + \frac{1}{1 + \frac{\Delta^2 (2\pi)^2 (i-k)^2}{n^2 p^2} (1-p)^2};
 \end{aligned}$$

$\Delta = \tau_{\text{пер}} n / T$; $\tau_{\text{пер}}$ — средняя длительность интервалов «перерывов»;
 $h^2 = a_0^2 a^2 T / 2\nu^2$ — отношение энергии элементарного сигнала к спектральной плотности шумовой помехи ν^2 на входе устройств разделения;

i — номер элементарного сигнала группы.

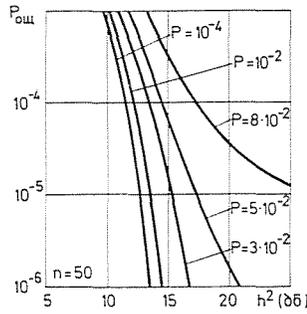


Рис. 5. Графики зависимости $P_{\text{ош}}(h^2)$ для некоторых фиксированных значений p, Δ, i, n

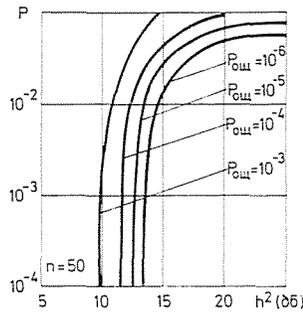


Рис. 6. Графики зависимости $P(h^2)$ для некоторых фиксированных значений $P_{\text{ош}}, \Delta, i, n$

Функция $B(\Delta, p, i, n)$ характеризует влияние степени нарушения взаимной ортогональности элементарных сигналов группы, вызванного каналом связи с коэффициентом передачи $\mu(t)$, на величину вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$. Исследование зависимости $B(i)$ при фиксированных значениях параметров Δ, p и n показало, что максимальному воздействию переходных помех подвержены элементарные сигналы, расположенные в центре группы, т. е. с номерами $i \sim n/2$. Следует отметить, что величины Δ и p в совокупности являются характеристиками канала связи.

Выражение (12) позволяет получить зависимости $P_{\text{ош}}(h^2)$ для фиксированных значений параметров Δ, p, i и n , а также зависимости $P(h^2)$ для фиксированных значений $P_{\text{ош}}, \Delta, i$ и n . На рисунках 5 и 6 приведены графики зависимости $P_{\text{ош}}(h^2)$ и $P(h^2)$ соответственно. При построении графиков считалось, что $i = n/2$ и $\Delta = 1$.

4.2. Помехоустойчивость способа параллельной передачи цифровой информации по отношению к флуктуациям коэффициента передачи канала связи

Пусть в процессе прохождения по каналу связи групповой сигнал подвергается воздействию мультипликативной помехи $\mu(t)$ и аддитивной шумовой помехи $n(t)$. С учетом вышерассмотренной двухградационной модели канала связи с флуктуациями в течении длительности интервалов «просветов» на результирующий сигнал действует оператор $1/\mu(t)$, а в течение длительности интервалов «перерывов» производится прерывание обработки сигнала. Если воспользоваться выражением (6) для эквивалентного коэффициента передачи $\chi(t)$, то тогда результирующий сигнал на выходе канала связи может быть записан в виде

$$z^*(t) = \chi(t) \left[\sum_{k=1}^n a_k z_k(t) + \frac{n(t)}{\mu(t)} \right]. \quad (13)$$

Алгоритм выделения i -го элементарного сигнала (4) с учетом (13) в данном случае примет вид

$$s_i = \int_0^T \chi(t) \left[\sum_{k=1}^n a_k z_k(t) + \frac{n(t)}{\mu(t)} \right] z_i(t) dt = b + \eta, \quad (14)$$

где

$$b = \int_0^T a_i \chi(t) z_i^2(t) dt —$$

— случайная величина, соответствующая полезному сигналу;

$$\eta = \int_0^T \left[\chi(t) \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n a_k z_k(t) \right] z_i(t) dt + \int_0^T \chi(t) \frac{n(t)}{\mu(t)} z_i(t) dt —$$

— случайная величина, характеризующая помеху.

Если предположить, что аддитивная помеха $n(t)$ является нормальным белым шумом, а априорные вероятности передачи информационных символов «1» и «0» равны $1/2$, то можно показать, что вероятность ошибки в рассматриваемом случае в общем виде также определяется выражением (9). Проблема получения конкретного выражения для вероятности ошибки сводится к вычислению $M\{s_i/a_i = a\}$ и $D\{s_i/a_i = a\}$. Как показали расчеты, выражение для математического ожидания полностью совпадает с формулой (10). Выражение для дисперсии также фактически совпадает с аналогичным результатом (11). Отличие состоит

лишь в следующем. Первое и второе слагаемые (11) содержат в подинтегральных выражениях в качестве сомножителей функцию автокорреляции $B_\mu(t-t_1)$ процесса $\mu(t)$, определяемого (5). В рассматриваемом случае первое слагаемое в качестве сомножителя в подинтегральном выражении содержит функцию автокорреляции $B_\chi(t-t_1)$ процесса $\chi(t)$, определяемого (6), а второе слагаемое — функцию автокорреляции $B_Y(t-t_1)$ процесса $Y(t) = \chi(t)/\mu(t)$.

Один из основных моментов вычисления $D\{s_i/a_i = a\}$ связан с нахождением функции автокорреляции $B_\chi(t-t_1)$. Для этого необходимо знать функции плотности вероятности длительностей интервалов «просветов» и «перерывов». Наиболее общие соотношения для указанных функций устанавливаются с помощью теории выбросов [4], связывающей законы распределения длительностей интервалов времени, в течение которых процесс превышает пороговый уровень или находится ниже его, со статистическими характеристиками исходного случайного процесса. Общие формулы данной теории настолько сложны и громоздки, что практически их очень затруднительно использовать для расчетов. Однако в [4] указано, что если выбросы относительно порогового уровня достаточно длительны, то они могут быть аппроксимированы экспоненциальным законом распределения. Так как в рассматриваемом случае интервалы «перерывов» и «просветов» являются следствием флуктуаций коэффициента передачи канала связи и имеют относительно большую длительность, то можно считать, что они распределены по экспоненциальным законам.

Вторая сложность вычисления дисперсии связана с тем, что необходимо знать функции автокорреляции $B_Y(t-t_1)$ и $B_n(t-t_1)$. Получение общего выражения для $B_Y(t-t_1)$ сопряжено с большими математическими трудностями. Однако, если предположить, что интервал корреляции шумовой помехи $n(t)$ намного меньше интервала корреляции процесса $Y(t)$ и что на протяжении этого интервала функции $z_i(t)$ не изменяются заметным образом, то данную вычислительную сложность удастся преодолеть.

Для системы ортогональных тригонометрических функций и коэффициента передачи канала связи $\mu(t)$, распределенного по закону Рэлея [1], формулы (9) и (14) с учетом вышесделанных предположений позволяют получить следующее выражение для вероятности ошибки

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{(1-p)^2 h_0^2}{(1-p)^2 h_0^2 B(\Delta, p, i, n) + [-Ei(\ln(1-p))]} } \right) \right], \quad (15)$$

где

$$B(\Delta, p, i, n) = \frac{\Delta}{n} \left\{ 1 + \sum_{k=1}^n A_k(\Delta, p, i, n) - \right. \\ \left. - 2(1-p) \frac{\Delta}{n} \left[1 - \exp \left(- \frac{n}{(1-p)\Delta} \right) \right] A_k^2(\Delta, p, i, n) \right\};$$

$$A_k(\Delta, p, i, n) = \frac{1}{1 + \frac{\Delta^2(2\pi)^2(i+k)^2}{n^2}(1-p)^2} + \frac{1}{1 + \frac{\Delta^2(2\pi)^2(i-k)^2}{n^2}(1-p)^2};$$

$$-Ei(-t) = \int_t^{\infty} \frac{e^{-x}}{x} dx, \quad 0 < x < \infty$$

— интегральная показательная функция;

h_0^2 — среднее значение отношения сигнала к помехе.

Результаты расчета вероятности ошибки довольно близки к ранее полученным для случая, когда «перерывы» обусловлены мощными импульсными помехами. Такое совпадение не является случайным, т. к. для исследования помехоустойчивости использовалась одна и та же двухградационная модель канала связи с «перерывами».

Однако рассматриваемый случай имеет одну довольно важную существенную особенность: относительная длительность интервалов «перерывов» и «просветов» зависит от выбора порогового значения $\mu_{\text{пор}}$ коэффициента передачи канала связи, т. к. «перерывы» в данном случае являются следствием порогового воздействия оператора $1/\mu(t)$ в сочетании с прерываниями. Анализ выражения (15) показал, что при фиксированных значениях вероятности $P_{\text{ош}}$, а также параметров Δ , i и n , зависимость $h_0^2(p)$ имеет экстремальный характер. Для каждой совокупности значений $P_{\text{ош}}$, Δ , i , n существует такое значение P , при котором h_0^2 минимально. Следовательно, можно сделать вывод, что для каждого значения вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ существует оптимальная вероятность P попадания на интервалы «перерывов», при которой данное значение $P_{\text{ош}}$ обеспечивается минимальным отношением h_0^2 . Так как вероятность P равна

$$p = P\{\mu(t) < \mu_{\text{пор}}\} = \int_0^{\mu_{\text{пор}}} w(\mu) d\mu,$$

где $w(\mu)$ — функция плотности вероятности коэффициента передачи канала связи, то ее оптимальность указывает на наличие оптимального порогового значения коэффициента передачи канала связи $\mu_{\text{пор опт}}$, ниже

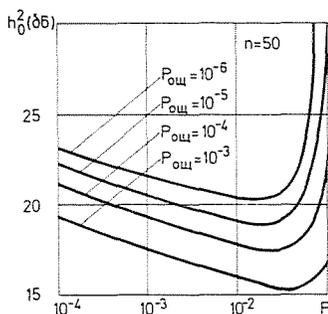


Рис. 7. Графики зависимости $h_0^2(p)$ для некоторых фиксированных значений $p_{ош}$, Δ , i , n

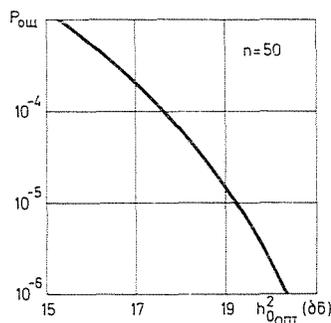


Рис. 8. График зависимости $p_{ош}(h_{0\text{опт}}^2)$

которого прекращается воздействие на входной сигнал оператора $1/\mu(t)$. Существование оптимального порога воздействия оператора $1/\mu(t)$ можно объяснить следующим. Если пороговое значение $\mu_{\text{пор}}$ велико, то относительная длительность интервалов «перерывов» также велика, и, следовательно, элементарные сигналы группы подвержены значительному влиянию взаимных переходных помех. С уменьшением $\mu_{\text{пор}}$ взаимные переходные помехи уменьшаются, однако возрастает интенсивность аддитивного флюктуационного шума. При некотором пороговом значении коэффициента передачи канала связи совокупное воздействие на элементарные сигналы взаимных помех и аддитивного флюктуационного шума минимально.

На рисунке 7 приведены графики зависимости $h_0^2(p)$ для некоторых значений $p_{ош}$, Δ , i , n . На рисунке 8 приведен график зависимости $p_{ош}(h_{0\text{опт}}^2)$, где $h_{0\text{опт}}^2$ — минимальное значение отношения h_0^2 , соответствующее оптимальной величине вероятности p . При построении графиков считалось, что $i = n/2$, $\Delta = 3$.

5. Заключение

В данной работе рассмотрен способ параллельной передачи цифровой информации, структурная схема системы связи, реализующей данный способ, и исследована его помехоустойчивость по отношению к мощным импульсным помехам и флюктуациями коэффициента передачи канала связи. Для исследования помехоустойчивости предложена двухградационная модель канала связи с «перерывами». Использование данной модели позволило получить для каждого случая аналитическое соответствие между вероятностью ошибки $p_{ош}$ с одной стороны и вероятностью p попадания на интервалы «перерывов» канала связи, а также отношением h^2 энергии элементарного сигнала к спектральной плотности шума с другой стороны. Полученные аналитические зависимости являются основными результатами данной работы, т. к. позволяют сделать выводы о предельных возможностях параллельного способа передачи цифровой информации по каналу связи с «перерывами». Следует также особо отметить, что возможность передавать информацию по каналу связи с «перерывами», у которого коэффициент передачи принимает значения равные нулю, является принципиальным преимуществом параллельной передачи по сравнению с последовательной, основанной на более общем способе распределения энергии элементарных сигналов на отрезке времени T .

Резюме

Рассматривается способ параллельной передачи цифровой информации, структурная схема системы связи и исследуется помехоустойчивость способа. Для исследования помехоустойчивости предложена двухградационная модель канала связи с «перерывами». Получены формулы вероятности ошибки для случаев, когда «перерывы» обусловлены мощными импульсными помехами или флюктуациями коэффициента передачи канала связи.

Литература

1. Финк, Л. М.: Теория передачи дискретных сообщений. Москва, Советское радио, 1970.
2. Харкевич, А. А.: Борьба с помехами. Москва, ГИИФМЛ, 1963.
3. Седякин, Н. М.: Элементы теории случайных импульсных потоков. Москва, Советское радио, 1965.
4. Левин, Б. Р.: Теоретические основы статистической радиотехники, т. I. Москва, Советское радио, 1966.

Ландо Владимир Семенович
СССР, 152903 Рыбинск Ярославской обл.,
ул. Герцена, д. 66, кв. 73.