

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК: 621.396.211

СИСТЕМА ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ НА БАЗЕ ФУНКЦИЙ УОЛША

В.В. Зимин, доцент кафедры «Автоматизация и информ. системы» Дзержинского политехн. ин-та НГТУ

Введение. Системы цифровой передачи данных работают в условиях сильных помех как естественного, так и искусственного происхождения, что предъявляет серьезные требования к помехоустойчивости таких устройств. Ортогональная система функций Уолша [1–7] нашла широкое применение в вычислительной технике, системах передачи данных и многоканальной связи. Так, например, известен способ передачи дискретной информации, где в качестве канальных переносчиков информации используются функции Уолша [8]. Устройство, реализующее данный способ, содержит на передающей стороне источники информации, блоки умножения, генератор функций Уолша, сумматор, а на приемной — приемники информации, генератор функций Уолша и корреляторы, состоящие из блоков умножения и интеграторов.

В системах сотовой связи с кодовым разделением каналов CDMA по стандарту IS-95 в качестве цифровых несущих используется 64-разрядная последовательность функций Уолша — Адамара (Walsh — Hadamard) [9]. Функции Уолша являются здесь канальными переносчиками и сами непосредственно полезной информации не содержат. Информацией от источника сообщений модулируют (кодируют) канальный переносчик. Обработка таких сообщений на приемной стороне производится корреляционными приемниками или согласованными фильтрами.

В способах передачи данных, обладающих повышенной помехоустойчивостью, используется кодирование данных с помощью алгебраических помехоустойчивых кодов Боуз-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), кодов Рида-Соломона (РС), сверточных кодов. Наиболее широко применяются циклические коды с обнаружением ошибок. Они являются частным случаем кодов БЧХ и применяются в стандартных протоколах X.25/2 (LAP-B, LAP-M). Коды РС с исправлением ошибок используются в каналах радиосвязи. В каналах спутниковой связи, характеризующихся независимым характером ошибок, применяются сверточные коды. Однако широкого применения коды с исправлением ошибок не нашли в силу сложности реализации исправления ошибок, сильной зависимости вероятности ошибки декодирования от закона распределения ошибок [5]. Рассмотренные способы передачи данных отличаются высокой сложностью реализации.

Постановка задачи. Функции Уолша, образующие полную ортонормированную систему, можно сформировать, образуя произведения степеней соответствующих функций Радемахера $r_i(\theta)$. Способ построения функций Уолша из функций Радемахера можно выразить аналитически для любого $N = 2^n$ в виде следующего соотношения:

$$wal(i, \theta) = \prod_{k=1}^n [r_k(\theta)]^{i_{n-k+1} \oplus i_{n-k}}$$

На рис. 1 показаны первые четыре функции Уолша в базисе $2^{2n+2} = 16$ и варианты реализации их из функций Радемахера.

Сущность метода передачи и приема цифровых сигналов состоит в следующем: для повышения помехоустойчивости передачи данных предлагается информацию от источника сообщений делить на цифровые группы по J разрядов в каждой, заменить на передающей стороне каждую цифровую группу своей гармоникой функции Уолша; на приемной стороне произвести вычитание из сигнала гармоник функций Уолша того

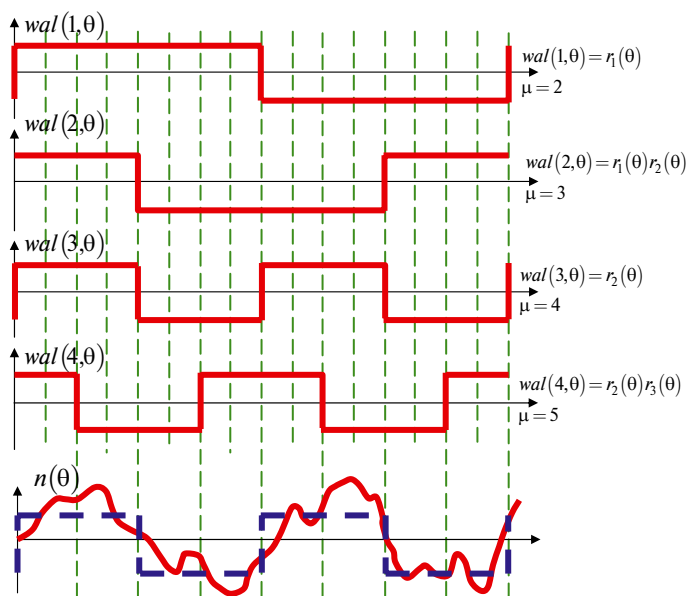


Рис. 1

же базиса, определить эффективное значение напряжения разностного сигнала в каждом канале, найти минимальное значение эффективного напряжения и по номеру канала с минимальным значением эффективного напряжения определять номер функции Уолша, а по ней — и исходную цифровую группу из J разрядов [12].

В этом случае не нужно модулировать (кодировать) функцию Уолша полезным сигналом, поскольку информация содержится в самой передаваемой функции Уолша, что снижает эффективную ширину спектра канальной посылки.

Передаваемое цифровое сообщение разбивается на группы по J разрядов, например, по два бита. В этом случае для передачи данных потребуется всего четыре гармоники функций Уолша, и ширина спектра передаваемого сообщения будет минимальной.

Если разбить исходную последовательность на тетрады (по 4 бита) и каждой тетраде поставить в соответствие свою функцию Уолша, то в этом случае будут использованы 16 функций Уолша (без $wal(0, \theta)$).

Разбиение информации по восемь бит потребует уже 256 функций Уолша, что вызовет серьезные трудности при реализации приемной части системы и очень сильно расширит спектр сигнала.

Пример соответствия между номером функции Уолша и исходной цифровой группой из $J = 2$ разрядов (биграммой) передаваемого сообщения приведены в таблице.

Таблица

Двоичный сигнал	Функция Уолша
00	$wal(1, 0)$
01	$wal(2, 0)$
10	$wal(3, 0)$
11	$wal(4, 0)$

Варианты приема цифрового сигнала. Существует несколько способов приема цифровых сигналов, сформированных рассмотренным выше способом. Один из них, спектральный метод, основан на определении амплитуды гармоник функций Уолша смеси сигнала с шумом и нахождения максимальной из них [12].

В данной статье будет рассмотрен компенсационный способ приема, базирующийся на измерении разностного сигнала, когда из смеси сигнала с шумом вычитаются гармоники функций Уолша той же размерности и находится канал в котором эта разность принимает минимальное значение, что и позволяет определить номер функции Уолша, передаваемой в канале. [12].

Допустим, что $wal(i, \theta)$ и $wal(m, \theta)$ — сигналы из ортогональной системы функций Уолша. Пусть один из этих сигналов $wal(i, \theta)$ описывает передаваемое сообщение и соответствует определенной биграмме цифровых данных, а $wal(m, \theta)$ является тестовым сигналом, позволяющим определить наличие в канале определенной функции Уолша.

Рассмотрим вначале случай, когда помехи в канале нет. Тогда энергия разностного сигнала равна

$$E = \int_0^1 [wal(i, \theta) - wal(m, \theta)]^2 d\theta = \int_0^1 wal^2(i, \theta) d\theta + \int_0^1 wal^2(m, \theta) d\theta - 2 \int_0^1 wal(i, \theta) wal(m, \theta) d\theta. \quad (1)$$

В силу ортогональности функций $wal(i, \theta)$ и $wal(m, \theta)$ интеграл

$$\int_0^1 wal(i, \theta) wal(m, \theta) d\theta = 0,$$

если $i \neq m$ и тогда

$$E = \int_0^1 wal^2(i, \theta) d\theta + \int_0^1 wal^2(m, \theta) d\theta = E_1 + E_2.$$

Здесь: E_1 — энергия сигнала $wal(i, \theta)$; E_2 — энергия сигнала $wal(m, \theta)$.

Нетрудно доказать, что энергия всех функций Уолша одинакова и равна в общем случае $E_1 = E_2 = E_3 = E_4 = \theta \cdot U^2$, где U — амплитуда сигнала (в нашем случае $U=1$).

Если эти сигналы не совпадают ($i \neq m$), то энергия разностного сигнала будет в два раза больше энергии каждого из них. Если же сигналы одинаковы ($i = m$), то энергия разностного сигнала будет равна нулю $E = 0$, поскольку сигналы полностью компенсируют друг друга. Средняя мощность одного сигнала равна отношению $\frac{E}{\theta} = U^2$. Средняя мощность разностного сигнала при $i \neq m$ увеличивается в два раза и становится равной $2U^2$, а эффективное значение напряжения разностного сигнала становится равным $u_{эфф1} = U\sqrt{2}$. Если же $i = m$, то эффективное значение напряжения разностного сигнала будет равно нулю $u_{эфф2} = 0$, т.к. сигналы полностью компенсируют друг друга.

Данный результат позволяет построить приемник цифровой информации путем измерения разностного сигнала по всем каналам и выбора минимального из них.

Прием сигнала в условиях помех. До сих пор ничего не говорилось о помехе, всегда присутствующей в канале передачи данных. Предположим, что в канале на полезный сигнал

$u(\theta) = wal(i, \theta)$ действует помеха $n(\theta)$. Здесь: $wal(i, \theta)$ — i -я гармоника функции Уолша; θ — текущее время.

Тогда аддитивную смесь сигнала с шумом можно записать следующим образом:

$$\phi(\theta) = wal(i, \theta) + n(\theta).$$

Никаких ограничений на уровень, спектральный состав, распределение амплитуд помехи, ограничений на близость к нулю оценки среднего значения помехи на интервале интегрирования в данном способе приема информации не накладывается.

Если учесть помеху, то при возрастании эффективного значения напряжения помехи по отношению к эффективному значению напряжения сигнала, выходное разностное напряжение приемника при совпадении тестового сигнала с передаваемым сообщением будет стремиться к величине выходного напряжения, когда тестовый сигнал и передаваемое сообщение не совпадают, и поэтому уверенное распознавание сигнала на фоне помехи становится затруднительным. Обозначив отношение эффективного значения напряжения помехи к эффективному значению напряжения сигнала через x , т.е. $\frac{u_{эфф.пом.}}{u_{эфф.сиг.}} = x$, нетрудно определить, что отношение эффективных значений суммы помехи и разностного сигнала для случаев $i = m$ и $i \neq m$ определяется следующей формулой:

$$\frac{u_{эфф.раз.сиг.1} + u_{эфф.пом.}}{u_{эфф.раз.сиг.2} + u_{эфф.пом.}} = \frac{x}{\sqrt{2} + x}. \quad (2)$$

Здесь: $u_{эфф.раз.сиг.1}$ — эффективное значение разностного сигнала в случае совпадения тестового сигнала с передаваемым сообщением ($i = m$); $u_{эфф.раз.сиг.2}$ — эффективное значение разностного сигнала в случае несовпадения тестового сигнала с передаваемым сообщением ($i \neq m$).

График этой функции приведен на рис.2. Изучая график, можно сделать вывод, что помехоустойчивость приема будет зависеть, в первую очередь, от разрешающей способности измерительного устройства. Чем больше будет превышение помехи над сигналом, тем меньше различаются напряжения по каналам измерения.

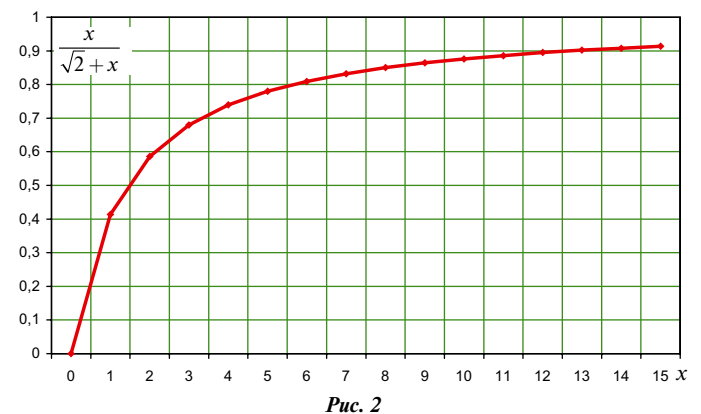


Рис. 2

Прием сигнала в условиях неизвестной амплитуды. В предыдущих выводах предполагалось, что амплитуды информационного и тестового сигналов, участвующих в операции, совершенно одинаковы. Это условие выполнить не всегда удастся, поэтому интересно рассмотреть случай, когда амплитуды этих сигналов различаются.

Вначале рассмотрим случай, когда $i = m$, т. е. тестовый сигнал совпадает по форме с информационным. Если сигнал $wal(i, \theta)$ имеет амплитуду U , а сигнал $wal^*(i, \theta)$ — амплитуду U^* , то в соответствии с (2) энергия разностного сигнала будет равна

$$E = \int_0^1 [wal(i, \theta) - wal^*(i, \theta)]^2 d\theta = \int_0^1 wal^2(i, \theta) d\theta + \int_0^1 wal^{*2}(i, \theta) d\theta - 2 \int_0^1 wal(i, \theta) wal^*(i, \theta) d\theta.$$

После преобразований получаем, что $E = \theta(U^2 + U^{*2} - 2UU^*)$, а средняя мощность сигнала $U^2 + U^{*2} - 2UU^*$. Введем новую переменную $\frac{U^*}{U} = x$, тогда эффективное значение разностного напряжения в случае одинаковых сигналов можно записать в следующем виде:

$$u_{эфф2} = U(1 - x). \quad (3)$$

Следовательно, кривая эффективного значения разностного напряжения в зависимости от отношения $\frac{U^*}{U} = x$ носит линейный характер.

Теперь рассмотрим случай, когда $i \neq m$, т. е. сигналы, участвующие в процессе преобразования, представляют собой разные гармоники функций Уолша. Если сигнал $wal(i, \theta)$ имеет амплитуду U , а сигнал $wal^*(m, \theta)$ амплитуду U^* , то энергия разностного сигнала будет равна

$$E = \int_0^1 [wal(i, \theta) - wal^*(m, \theta)]^2 d\theta = \int_0^1 wal^2(i, \theta) d\theta + \int_0^1 wal^{*2}(m, \theta) d\theta - 2 \int_0^1 wal(i, \theta) wal^*(m, \theta) d\theta. \quad (4)$$

В нашем случае

$$E_1 = \int_0^1 wal^2(i, \theta) d\theta = \theta U^2;$$

$$E_2 = \int_0^1 wal^{*2}(m, \theta) d\theta = \theta U^{*2}.$$

Введем новую переменную $\frac{U^*}{U} = x$. Нетрудно понять, что гармоника функции Уолша с нестандартной амплитудой U^* может быть выражена через эту же гармонику со стандартной амплитудой U следующим образом

$$wal^*(m, \theta) = \frac{U^*}{U} wal(m, \theta).$$

Это позволяет найти величину третьего интеграла в выражении (4).

$$\int_0^1 wal(i, \theta) wal^*(m, \theta) d\theta = \frac{U^*}{U} \int_0^1 wal(i, \theta) wal(m, \theta) d\theta = 0. \quad (5)$$

Интеграл в выражении (5) равен нулю вследствие ортогональности подынтегральных функций. В результате энергия разностного сигнала при $i \neq m$, т. е. когда сигналы, участвующие в процессе преобразования, представляют собой разные гармоники функций Уолша, будет равна $E = E_1 + E_2 = \theta(U^2 + U^{*2})$, а средняя мощность $U^2 + U^{*2} = U^2(1 + x^2)$. Эффективное напряжение разностного сигнала при $i \neq m$ можно записать в следующем виде:

$$u_{эфф1} = U\sqrt{1 + x^2}. \quad (6)$$

Здесь, как и ранее, $x = \frac{U^*}{U}$. Используя выражения (6) и (3), можно найти отношение напряжений $u_{эфф1}$ и $u_{эфф2}$, которые характеризуют разрешающую способность предлагаемого способа приема сигналов.

$$\frac{u_{эфф1}}{u_{эфф2}} = \frac{\sqrt{1 + x^2}}{1 - x}. \quad (7)$$

График этой функции приведен на рис.3. Из графика видно, что при любом $0 < x < 1$ эффективное значение разностного напряжения в случае отличающихся гармоник функций Уолша будет больше, чем при вычитании одинаковых сигналов. При этом, чем ближе амплитуда тестового сигнала будет соответствовать амплитуде исследуемого сигнала, тем больше будет разница в значениях эффективных напряжений. Никаких ограничений на близость к нулю оценки среднего значения помехи на интервале интегрирования не накладываемся, и поэтому возможно различие сигнала на фоне помех при полном перекрытии спектров сигнала и помехи. Это справедливо и в случае, когда отношение сигнал/помеха меньше единицы, за исключением ситуаций, когда помеха повторяет полезный сигнал по форме, имеет такую же амплитуду и противоположна по фазе, или когда помеха совпадает по амплитуде и фазе с одной из гармоник функций Уолша, не совпадающей с передаваемым сообщением. Ограничений на уровень, спектральный состав, распределение амплитуд помехи в данном способе приема информации также не накладываемся.

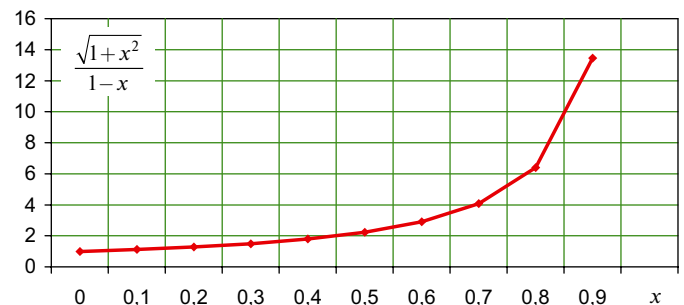


Рис. 3

Описание работы системы. На рис. 4 представлена функциональная схема, иллюстрирующая предлагаемый способ передачи и приема цифровых сообщений. На передающей стороне в передатчике 1 сообщение от источника двоичного сигнала 2 поступает на преобразователь 3, который делит передаваемое сообщение на двоичные группы по два разряда (биграммы) и заменяет каждую биграмму функцией Уолша. На приемной стороне в приемнике 4 входной сигнал с шумом поступает последовательно на блок 5 вычитающих устройств 6, 7, 8, 9, блок 10 определения минимального сигнала и преобразователь 11 номера гармоники в цифровую двоичную группу.

При передаче сообщения в канале связи на сигнал накладывается помеха. Вычитающее устройство 6 находит разность между входным сигналом в смеси с шумом, и первой гармоникой функции Уолша, поступающей от генератора функций Уолша 12, вычитающее устройство 7 находит разность между сигналом и второй гармоникой функции Уолша, вычитающее устройство 8 находит разность между сигналом и третьей гармоникой функции Уолша, вычитающее устройство 9 находит разность между сигналом и четвертой гармоникой функции Уолша. Полученные напряжения разностного сигнала посту-

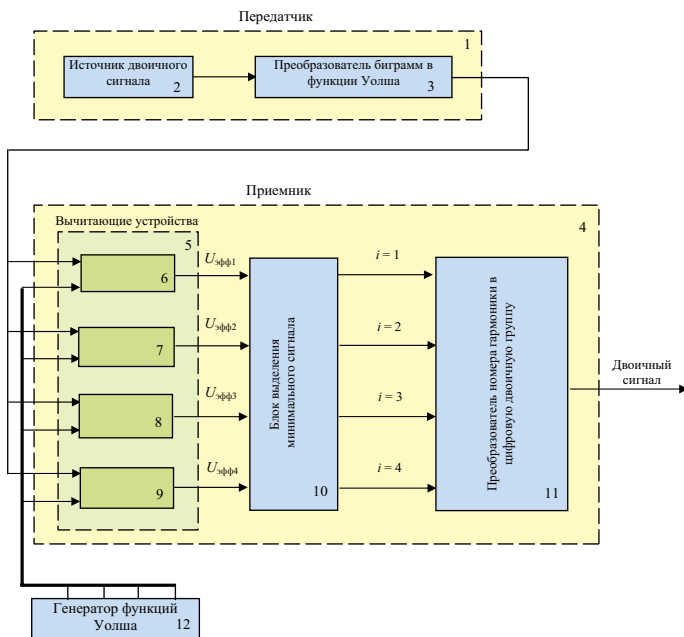


Рис. 4

пают на блок выделения минимального сигнала 10, который сравнивает значения полученных напряжений, находит минимальное из них и формирует на выходе, соответствующем номеру функции Уолша с наименьшим значением разностного сигнала управляющий импульс, поступающий на преобразователь номера гармоники в цифровую двоичную группу 11. Преобразователь 11 формирует на своем выходе двоичный сигнал, соответствующий номеру гармоники функции Уолша с минимальным значением разностного сигнала, и совпадающий с биграммой передаваемого входного сигнала.

Моделирование работы системы. Для подтверждения полученных теоретических положений способа передачи и приема цифровых сообщений проведено моделирование и машинный эксперимент в среде разработки лабораторных виртуальных приборов LabVIEW 7.1 фирмы NATIONAL INSTRUMENTS при различных значениях отношения сигнал/помеха.

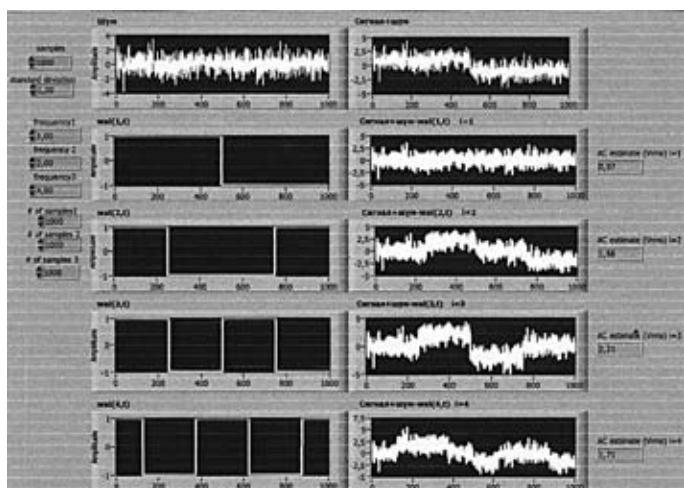


Рис. 5

На рис. 5 представлен результат моделирования приемника функций Уолша при отношении помеха/сигнал, равном единице. На отдельных экранах представлены осциллограммы первых четырех функций Уолша, канального шума и смеси сигнал плюс шум. Шум аддитивно накладывался на функцию Уолша $wal(1,t)$. Длительность генерируе-

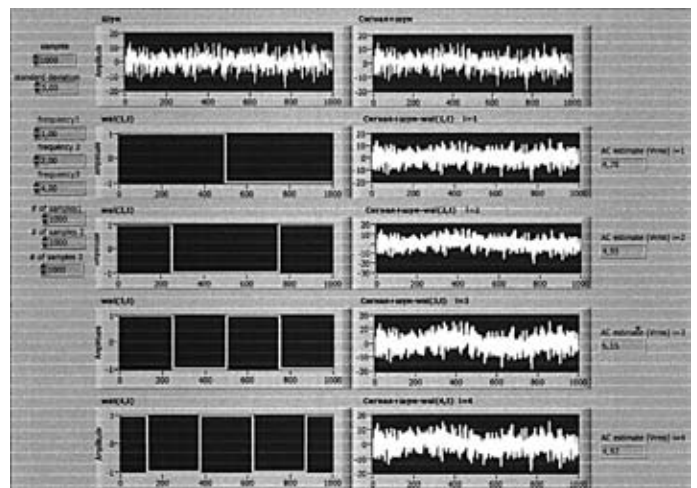


Рис. 6



Рис. 7

мого сигнала равна 1 с, выборки сигнала производились через 1 мс, поэтому на осциллограмме 1000 отсчетов через 1 мс. Амплитуда функций Уолша равна 1 В, эффективное значение напряжения шума выбрано также равным 1 В. Из рис. 5 видно, что после вычитания из смеси функций Уолша минимальным получается разностный сигнал, когда исследуемый и тестовый сигнал совпадают. В нашем случае и тестовый и исследуемый сигнал совпадают с первой гармоникой функции Уолша. Распознавание очень уверенное, разница в значениях коэффициентов очень большая.

На рис. 6 показан процесс определения наличия в смеси сигнал плюс шум первой гармоники Уолша, но уже при уровне шума в пять раз больше предыдущего. Из экранной формы видно, что амплитуда разностного сигнала по первому каналу по-прежнему меньше остальных. Четкое выделение сигнала из смеси продолжается вплоть до значения отношения помеха/сигнал, равного 10 (рис. 7). На рис. 7 помеха в 10 раз больше сигнала, но распознавание сигнала в смеси по-прежнему происходит уверенно, хотя абсолютные значения напряжений в каналах сближаются, как это и следует по теории из рис. 2 и выражения (2). При дальнейшем возрастании уровня шума появляются ошибки при определении передаваемого сигнала, и вероятность правильного распознавания при многократном повторении эксперимента начинает падать.

Помехоустойчивость при значительном перекрытии спектров сигнала и помехи. Во всех рассмотренных случаях спектр помехи лишь частично перекрывался спектром сигнала. В

эксперименте изменялся только уровень шума. В условиях реальной эксплуатации помеха может перекрывать либо большую часть спектра сигнала, либо даже быть шире по спектру. Наиболее неблагоприятная ситуация возникает в случае гипотетической искусственной помехи, когда она повторяет полезный сигнал по форме, имеет такую же амплитуду и противоположна по фазе. В этом случае спектры сигнала и помехи полностью перекрываются. Активная помеха такого типа полностью компенсирует полезный сигнал, поэтому определение сигнала становится невозможным. Другой вариант, когда помеха совпадает по амплитуде и фазе с одной из гармоник функций Уолша, не совпадающей с передаваемым сообщением, т. е. $n(\theta) = wal(m, \theta)$. Тогда появляются два разностных сигнала с одинаковым эффективным значением, и сделать правильный выбор сигнала становится невозможно. Эти случаи следует считать предельными для распознавания полезного сигнала на фоне помех в предлагаемом способе передачи и приема данных при полном перекрытии спектров сигнала и помехи. Отношение помеха/сигнал, при котором прекращается распознавание сигнала на фоне помехи в случае полного перекрытия спектров сигнала и помехи в соответствии с предлагаемым способом передачи и приема цифровых сообщений, равно единице.

На рис. 8 показан результат моделирования поведения системы, реализующей предлагаемый способ приема-передачи данных, при полном перекрытии спектров сигнала и помехи. В данном эксперименте в качестве шума была взята первая гармоника функции Уолша. Передаваемый сигнал также совпадал с первой гармоникой, следовательно, отношение сигнал/помеха на входе приемника будет равно единице.

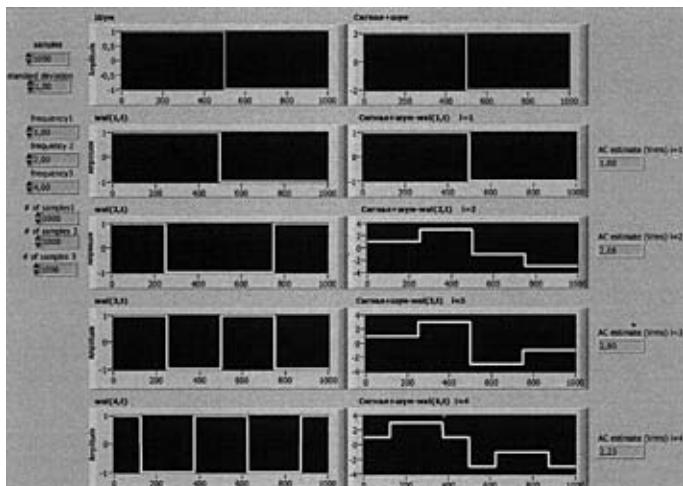


Рис. 8

Из рис. 8 видно, что разностный сигнал по первому каналу, где из смеси сигнала с шумом вычитается функция $wal(1,t)$, является минимальным. Это подтверждает теоретический результат, что предлагаемый способ передачи и приема цифровых сигналов обладает повышенной помехозащищенностью и может уверенно распознавать сигнал при отношении сигнал/помеха, почти равной единице даже в случае полного перекрытия спектров сигнала и помехи.

Предлагаемый способ передачи и приема цифровых данных может быть использован в измерительной технике, системах автоматизации технологических процессов, вычислительной технике, цифровой связи (в том числе и радиосвязи) при передаче сигналов по каналам передачи данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хармут Х.Ф. Передача информации ортогональными функциями. — М.: Связь, 1975.
2. Сорока Л.М. Функции Уолша в физике и технике // УФН—1973.— вып. 11.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Советское радио, 1977.
4. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. — М.: Советское радио, 1977.
5. Осмоловский С. А. Стохастические методы передачи данных. — М.: Радио и связь, 1991.
6. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. — М.: Советское радио, 1978.
7. Пат. 2278475 RU, МПК H04J 11/00. Система передачи дискретной информации / С.А. Турков, И.А. Евенко, В.В. Нешвеев (RU). — №2004134522/09; Заявлено 25.11.2004; Опубл. 20.06.2006. Бюл. №17.
8. Пат. ФРГ № 1959175, МПК H04J 11/00, 1976.
9. Ибе О. Сети и удаленный доступ. Протоколы, проблемы, решения: Пер. с англ. — М.: ДМК Пресс, 2002.
10. Пат. RU № 2025901, МПК H04J11/00, по заявке № 4844150/09(069146) от 25.06.90.
11. Пат. RU № 2234196, МПК H04J11/00, по заявке № 2001107130/09 от 30.07.1999.
12. Заявка RU №2007119357, МПК H04J11/00. Способ передачи и приема цифровых сообщений / В.В. Зимин (RU); Заявлено 24.05.2007.

Получено 6.11.08