

IMPLEMENTATION OF DISCRETE WAVELET-TRANSFORMATION IN RNS OF THE SPECIAL VIEW

Chervyakov N.I., Anikueva O.V., Ljahov P.A.

In article the design method the wavelet filter in RNS is offered. It is shown that RNS pos-sesses high potential for increase in productivity of filters as in the considered task performance only of operations of addition and multiplication which can be calculated very quickly in a modular form is required. On the example of Dobesha's filter Db4 it is shown how it is possible to transform coefficients from a position numeral system to RNS. Results of modeling showed that the rounding error which is inevitably arising upon such transition doesn't cause significant deviations in operation of the filter.

Keywords: *RNS, wavelet -transformation, Dobesha's filter, digital processing of signals.*

Червяков Николай Иванович, д.т.н., профессор, Заслуженный деятель науки и техники РФ, заведующий Кафедрой прикладной математики и математического моделирования (ПММ) Северо-Кавказского федерального университета (СКФУ). Тел. (8-865) 275-35-64. E-mail: k-fmf-primath@stavsu.ru

Аникуева Ольга Викторовна, соискатель Кафедры ПММ СКФУ. Тел. 8-918-750-83-25. E-mail: anikueva2013@yandex.ru

Ляхов Павел Алексеевич, к.ф.-м.н., доцент Кафедры ПММ СКФУ. Тел. 8-962-028-72-14. E-mail: ljahov@mail.ru

УДК 621.37:621.391

ВЕРОЯТНОСТНОЕ ОПИСАНИЕ ЯВЛЕНИЯ ЦЕНТРОБЕЖНОЙ ОШИБКИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ БЕЗЫЗЫТОЧНЫХ ЧИСЛОВЫХ КОДОВ ПО ГАУССОВЫМ КАНАЛАМ

Рассомахин С.Г., Малофей О.П., Малофей А.О.

Рассмотрено явление, возникающее при передаче числовых кодов по гауссовым каналам и приводящее к возрастанию среднего квадрата ошибки восстановления чисел по мере их удаления от центра допустимого диапазона. Обосновано название этого явления, как «центробежной ошибки» передачи, определены основные функции и числовые характеристики его вероятностного описания. Предложены возможные пути устранения негативного влияния данного вида искажений для повышения помехоустойчивости систем передачи числовой информации.

Ключевые слова: гауссов канал, центробежная ошибка, помехоустойчивость, помеха, величина среднего квадрата ошибки восстановления, частотно-энергетические условия передачи, энергия, сигнал, код Грея.

Введение. Постановка проблемы

Большая часть систем передачи дискретной информации (СПДИ) оперирует с данными, представляющими собой измерения некоторых физических величин при использовании методов импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). Кроме того, при построении числовых помехоустойчивых кодов отдельные кодовые слова пред-

ставляют собой позиционнозначимые числа с произвольным (как правило, двоичным) основанием системы счисления. В этих случаях отход от традиционных комбинаторных методов алгебраического кодирования, вызывающий отказ от использования арифметики по модулю, наталкивается на определенные трудности вероятностного описания процесса передачи чисел в условиях искажающего действия помех. Зачастую проблема заключается в том, что реально достигаемые показатели точности передачи чисел (по некоторым неизвестным причинам) существенно отличаются от ожидаемых. Это является следствием недостаточного учета полного набора факторов, влияющих на точность восстановления позиционных чисел. Данная статья посвящена разработке одного из математических подходов, позволяющих усовершенствовать представления о вероятностном характере воздействия помех на процесс передачи числовых значений при отказе от использования комбинаторных методов избыточного кодирования.

Анализ последних исследований

Обобщенной характеристикой качества систем передачи числовых кодов является, как

правило, среднеквадратическая ошибка или дисперсия ошибки при восстановлении переданных числовых значений на выходе канала с помехами. Существует множество работ, посвященных исследованию путей повышения качества передачи информации в таких системах. Из-за ограниченности объема сошлемся только на основные из них [1-4], предполагая, что обширная библиография названных источников позволяет отыскать ссылки по любым интересующим вопросам. Основные идеи оптимизации числовых систем передачи базируются на учете неравнозначности влияния искажений позиционных разрядов на общую ошибку приема. Это приводит к обоснованию эффективности различных методов неравномерной защиты от ошибок в сочетании с конкретными видами модуляции и правилами принятия решений. Построение алгоритмов и методов осуществляется в основном с использованием усредненных по алфавиту источника значений показателей качества. Такой подход традиционно обоснован методами теории передачи информации и соответствует энтропийному представлению характеристик СПДИ. Вместе с тем учет специфических особенностей процесса восстановления позиционных чисел может дать дополнительные возможности по улучшению интегральных характеристик.

Цель работы

Целью статьи является вероятностное описание явления, приводящего к неравномерной помехоустойчивости приема чисел, расположенных в различных участках допустимого диапазона. Эта дифференциация проявляется в различии величины среднего квадрата ошибки восстановления, наблюдающемся даже при равноценных частотно-энергетических условиях передачи.

Основная часть

Рассмотрим процесс передачи числовых кодов при осуществлении оптимального когерентного приема двоичных сигналов с угловой модуляцией (ФМ-2, ФМ-4, ФЧМ с ортогональными несущими). При этом не будем накладывать условие обязательной ортогональности (биортогональности) сигналов используемых ансамблей.

Примером зависимых сигналов, возможных для использования, являются ФЧМ-сигналы при одновременной (параллельной) работе нескольких несущих частот. В качестве модели канала используем традиционный гауссов канал с аддитивным белым шумом (АБГШ), обладающим спектральной плотностью мощности N_0 . Пусть описание

n -разрядного двоичного слова (числа), подлежащего передаче, задано следующей таблицей.

Таблица 1. Стандартный формат описания двоичного числа

Вес разряда	2^{n-1}	...	2^2	2^1	2^0
Вероятность искажения	P_{n-1}	...	P_2	P_1	P_0

Результат приема числа на выходе дискретного канала может быть охарактеризован вероятностями приема с ошибкой соответствующих бит: $P_0, P_1, \dots, P_{n-1}$. В случае одинаковой вероятности ошибки для всех бит (равных частотно-энергетических условий процесса передачи отдельных двоичных разрядов) $P_0 = \dots = P_{n-1} = P$, средний квадрат ошибки восстановления чисел при приеме может быть определен для биномиального распределения независимых ошибок на основе комбинаций весов искаженных разрядов

$$\delta_p^2 = \binom{1}{n} P (1-P)^{n-1} \left(2^{2 \cdot 0} + \dots + 2^{2 \cdot (n-2)} + 2^{2 \cdot (n-1)} \right) + \\ + \binom{2}{n} P^2 (1-P)^{(n-2)} \left(2^{2 \cdot 0} + \dots + 2^{2 \cdot 0} + 2^{2 \cdot 2} + \dots + \right. \\ \left. 2^{2 \cdot 0} + 2^{2 \cdot (n-1)} + \dots + 2^{2 \cdot (n-3)} + 2^{2 \cdot (n-1)} + \dots + 2^{2 \cdot (n-2)} + 2^{2 \cdot (n-1)} \right) + \\ + \dots + \binom{n}{n} P^n \left(2^{2 \cdot 0} + 2^{2 \cdot 1} + \dots + 2^{2 \cdot (n-2)} + 2^{2 \cdot (n-1)} \right).$$

Упрощающие преобразования дают

$$\delta_p^2 = \sum_{i=0}^{n-1} \left(\binom{i}{n-1} P^{i+1} (1-P)^{n-i-1} \sum_{j=0}^n 2^{2(n-j-1)} \right) = \\ = P \sum_{i=0}^{n-1} 2^{2i}. \quad (1)$$

В общем случае вероятности возникновения ошибок в соответствующих разрядах двоичного числа при фазовой модуляции определяются [3]:

$$P_i = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{\sqrt{\rho_i T_i}}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{N_0}} dz,$$

где ρ_i , T_i – соответственно, мощность и длительность сигнала при передаче i -го разряда (бита), $\rho_i \cdot T_i = E$ – энергия сигнала на интервале модуляции. При упрощающей нормировке $T_i = 1$ с для $i=0, \dots, n-1$ и амплитуде несущей частоты при передаче i -го бита, равной a_i , а так-

же соответствующей замене переменных под интегралом получаем

$$P_i = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{a_i}{\sqrt{N_0}}}^{\infty} e^{-z^2} dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{a_i}{\sqrt{N_0}} \right). \quad (2)$$

Выражения (1) и (2) характеризуют среднюю мощность ошибки восстановления чисел при их равновероятном исходном распределении $Q(x_i) = 2^{-n}$, $i = 0, \dots, 2^n - 1$. При этом данная средняя мощность является дисперсией усредненной по алфавиту источника функции правдоподобия, имеющей нулевое математическое ожидание. В общем случае характеристики функции правдоподобия (математическое ожидание и дисперсия) при передаче произвольного числа из алфавита источника (допустимого диапазона) зависят от положения этого числа на числовой оси, а именно от расстояния от границ диапазона.

Рассмотрим пример, положив $n = 2$; $a_i = a = 1$ при $i = 1$ и 2 ; $N_0 = 1$; $Q(x_k) = 0,25$ при $k = 0, \dots, 3$. Это соответствует передаче двухразрядного двоичного числа, принимающего с равной вероятностью одно из четырех значений $x_i = 0, \dots, 3$, через гауссов канал при единичном отношении «сигнал/шум». При равных энергетических условиях передачи вероятности приема с ошибкой для обоих разрядов являются одинаковыми: $P_0 = P_1 = P = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(1)$.

Если приемник использует «жесткое» правило принятия решений, то применение биномиального закона распределения независимых ошибок на длине слова $n = 2$ позволяет записать дискретные функции правдоподобия в виде наборов условных вероятностей наблюдения величины Y на выходе канала при соответствующем входном значении $x_i = k$, $k = 0, \dots, 3$:

$$\begin{aligned} f_i(Y|0) &= (1-P)^2, (1-P)P, P(1-P), P^2; \\ f_i(Y|1) &= (1-P)P, (1-P)^2, P^2, P(1-P); \\ f_i(Y|2) &= P(1-P), P^2, (1-P)^2, (1-P)P; \\ f_i(Y|3) &= P^2, P(1-P), (1-P)P, (1-P)^2. \end{aligned}$$

Иллюстрация данных функций в логарифмическом масштабе представлена на рис. 1. Как следует из рисунка, функции правдоподобия являются зеркально симметричными относительно центра диапазона используемых чисел и обладают различными характеристиками.

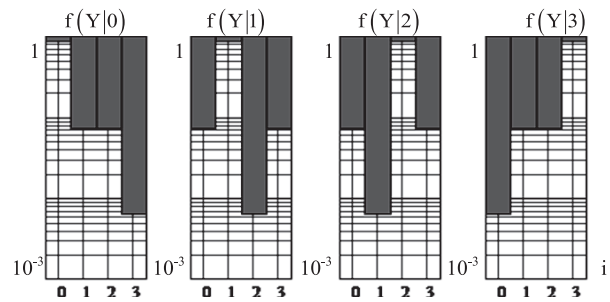


Рис. 1. Дискретные функции правдоподобия для $n = 2$

Определим следующие числовые характеристики вероятностного выхода гауссовского канала при числовой передаче:

- математическое ожидание принимаемого числа на выходе канала при входном значении, равном k

$$M[f(Y|k)] = \sum_{i=0}^3 i \cdot f_i(Y|k); \quad (3)$$

- дисперсия случайного числа на выходе канала при том же условии

$$D[f(Y|k)] = \sum_{i=0}^3 (i - M[f(Y|k)])^2 \cdot f_i(Y|k); \quad (4)$$

- математическое ожидание ошибки при переданном числе k (смещение оценки)

$$M_k = M[f(Y|k)] - k; \quad (5)$$

- средний квадрат ошибки при приеме числа k

$$\delta_k^2 = \sum_{i=0}^3 (k - i)^2 \cdot f_i(Y|k). \quad (6)$$

Заметим, что из-за ненулевого смещения оценки (5) средний квадрат ошибки (6) не совпадает с дисперсией условной функции плотности $f(Y|k)$ (4). По этой причине средний квадрат ошибки восстановления чисел на выходе канала всегда больше дисперсии соответствующей функции правдоподобия:

$$\delta_k^2 > D[f(Y|k)]. \quad (7)$$

Таблица 2 содержит рассчитанные для условий рассматриваемого примера значения числовых характеристик (3)-(6) процесса передачи.

Несмотря на то что все функции правдоподобия обладают одинаковой мерой рассеяния $D[f(Y|k)]$ (см. третью строку таблицы 2), средний квадрат ошибки приема (см. пятую строку) больше для крайних чисел диапазона, что явля-

ется следствием больших абсолютных значений смещения M_k :

$$\delta_k^2 = D[f(Y|k)] + M_k^2. \quad (8)$$

Таблица 2. Числовые характеристики передачи при $n = 2$

k	0	1	2	3
$M[f(Y k)]$	$3P$	$1+P$	$2-P$	$3-3P$
$D[f(Y k)]$	$5P(1-P)$	$5P(1-P)$	$5P(1-P)$	$5P(1-P)$
M_k	$3P$	P	$-P$	$-3P$
δ_k^2	$5P+4P^2$	$5P-4P^2$	$5P-4P^2$	$5P+4P^2$

Прокомментировать это явление можно так: из-за асимметрии функций правдоподобия, которая тем больше, чем дальше отстоит величина k от центра диапазона чисел, возрастает систематическая неустранимая погрешность принятия решения. По этой причине, даже при равных частотно-энергетических условиях передачи всех равновероятных чисел из алфавита источника, числа, расположенные ближе к краям диапазона, всегда принимаются с большей среднеквадратической ошибкой по сравнению с более близкими к центру диапазона числами.

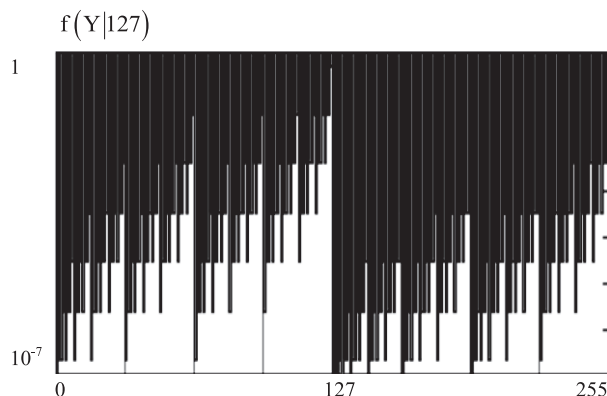


Рис. 2. Функция правдоподобия при передаче числа 127 (в составе байта)

Данное явление не зависит от способа работы приемника, а следовательно, не может быть устранено какими-либо мерами, осуществляемыми только на приемной стороне. В дальнейшем будем называть рассмотренное явление «центробежным возрастанием ошибки». Это явление не изменяет характер общего распределения вероятностей чисел на выходе канала, то есть при равномерном распределении входных чисел $Q(x_i)$ вероятности появления чисел на выходе канала

(при одинаковом выходном алфавите и алфавите источника) также будут равными.

Значения M_k при $k = 0, \dots, 2^n - 1$ лежат на прямой с отрицательным углом наклона, который тем больше, чем меньше отношение «сигнал/шум» (больше величина P). Значит, центробежная ошибка возрастает при ухудшении качества канала. Пересечение прямой M_k с осью абсцисс происходит в центральной точке диапазона передаваемых чисел $(2^n - 1)/2$. Поэтому (поскольку все числа – целые) принципиально не существует ни одного числа с нулевой центробежной ошибкой приема.

Обобщая рассмотренные в примере формулы на случай произвольной разрядности двоичных чисел n и используя биномиальное распределение независимых ошибок, определим каждую из функций правдоподобия, содержащую 2^n значений вероятностей в виде

$$f_i(Y|k) = P^{v_i(k)} \cdot (1-P)^{n-v_i(k)}, \quad (9)$$

$$i = 0, \dots, 2^n - 1,$$

где $v_i(k) = \sum_{j=0}^{n-1} b(k)_j \oplus b(i)_j$ – расстояние Хэмминга между числами k и i , которые представлены в виде двоичных векторов; $b(k)_j$ и $b(i)_j$ – значения j -ых разрядов в двоичной записи чисел k и i .

Качественный вид полной функции $f(Y|127)$ при $n=8$ показан на рис. 2. График построен в соответствии с (9) для энергетических условий передачи, аналогичных рис. 1.

Смещение оценки при передаче числа k для n -разрядного слова может быть вычислено из выражения

$$M_k = P \cdot \sum_{i=0}^{2^n-1} (-1)^{b(k)_i} \cdot 2^i. \quad (10)$$

Тогда на основе (3)-(6) остальные количественные характеристики процесса передачи n -разрядного числа будут определены в виде

$$M[f(Y|k)] = M_k + k; \quad (11)$$

$$D[f(Y|k)] = \sum_{i=0}^{2^n-1} (i - k - M_k)^2 \cdot f_i(Y|k);$$

$$\delta_k^2 = D[f(Y|k)] + M_k^2 = \sum_{i=0}^{2^n-1} (k - i)^2 \cdot f(Y|k). \quad (12)$$

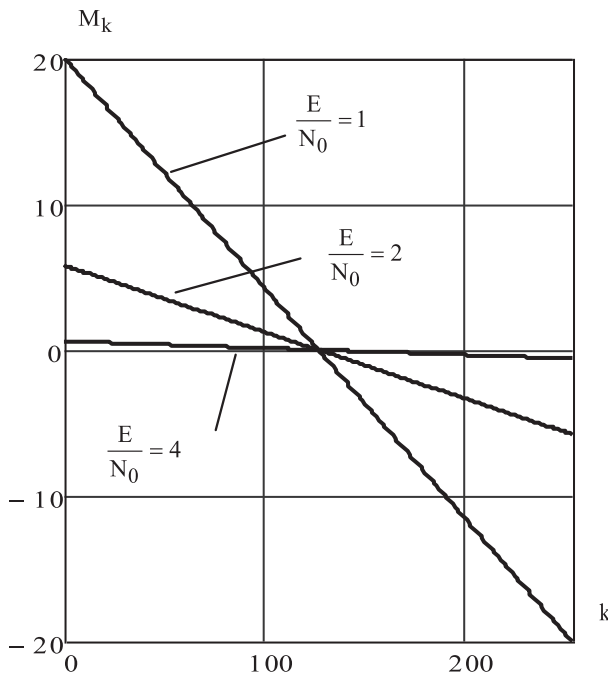


Рис. 3. Смещение оценки байтовых чисел M_k

На рис. 3 показаны зависимости математического ожидания смещения оценки M_k , рассчитанные по формуле (10) для трех значений отношения «сигнал/шум», из которых видно, что ухудшение энергетических условий передачи приводит к росту систематической ошибки приема чисел, причем ошибка смещения нарастает линейно (со знаком «плюс» или «минус») при удалении от центра диапазона. Особо существенным центробежное смещение оценки является для каналов с низкой энергетикой.

Итоговая иллюстрация определенных выше мер мощности ошибки восстановления чисел в гауссовом канале при использовании угловых методов модуляции, равных частотно-энергетических условиях передачи всех разрядов чисел и $n = 8$ показана на рис. 4. График содержит зависимости средних квадратов ошибок, определяемых (1) и (11)-(12). Представленные зависимости поясняют физический смысл рассмотренных количественных показателей, описывающих явление центробежной ошибки.

Величина δ_p^2 , определяемая формулой (1), является, по сути, средним квадратом ошибки приема чисел, усредненным для всего допустимого диапазона. Дисперсия функций правдоподобия $D[f(Y|k)]$ – см. (11), постоянна для всех $k = 0, \dots, 2^n - 1$ и является минимально достижимым (потенциальным) значением среднего квадрата ошибки восстановления.

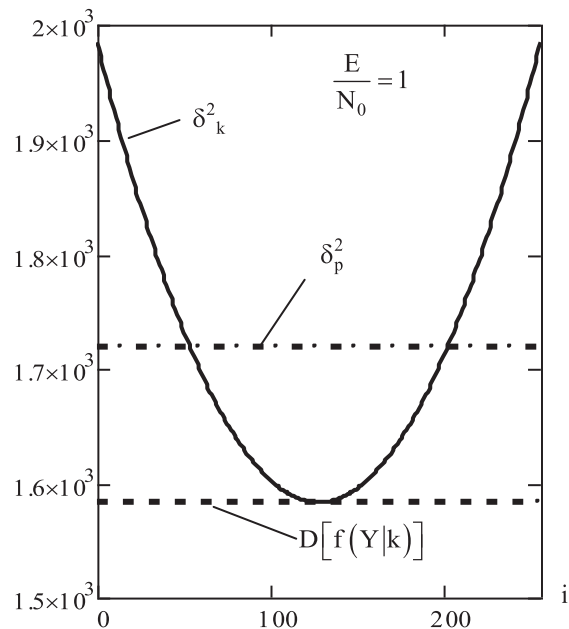


Рис. 4. Иллюстрация явления центробежной ошибки

Функция δ_k^2 показывает изменение реально наблюдающегося значения среднего квадрата ошибки восстановления различных чисел из допустимого диапазона. Так как смещение оценки (см. рис. 3) изменяется линейно, график δ_k^2 имеет вид параболы, минимальное значение которой расположено в центре диапазона и приближается к величине $D[f(Y|k)]$. Максимальная центробежная ошибка, естественно, наблюдается на краях диапазона и при передаче байтового числа в указанных условиях превышает средний квадрат ошибки приема центральных чисел почти на 30%. Факторами, приводящими к росту величины центробежной ошибки, являются увеличение разрядности чисел (расширение диапазона) и уменьшение отношения «сигнал/шум» в канале.

Иллюстрация на рис. 4 показывает, что если бы удалось устранить влияние асимметрии функций правдоподобия, то можно было бы обеспечить величину среднего квадрата ошибки при приеме всех чисел диапазона, равную $D[f(Y|k)]$. Реальная неравномерность δ_k^2 , вызванная явлением центробежной ошибки, позволяет достичь среднего значения только на уровне величины δ_p^2 .

Покажем теперь, что замена простого лексикографического представления чисел (см. таблицу 1) на представление с помощью безызбыточных манипуляционных кодов не снижает влияние центробежного эффекта. Напротив, ситуация ухудшается (возрастает ошибка), поскольку, кроме смещения математического ожидания фун-

кий правдоподобия, начинают действовать и другие вредные факторы.

Пусть представление чисел в канале осуществляется с помощью кодов Грея. При этом слово, соответствующее n -разрядному числу i в двоичной системе счисления, определяется в соответствии с рекуррентным выражением

$$Kg_n^i = \begin{cases} (Kg_{n-1}^i + 2^{n-1}) \oplus 2^{n-1}, & i \in 0, \dots, 2^{n-1} - 1; \\ Kg_{n-1}^{2^{n-1}-i} + 2^{n-1}, & i \in 2^{n-1}, \dots, 2^n - 1; \end{cases} \quad (13)$$

где Kg_{n-1}^i – i -ое кодовое слово кода Грея порядка $(n-1)$. Начальным кодом для реализации рекуррентных вычислений по формуле (13) является код второго порядка ($n=2$):

$$Kg_2^0 = 00; Kg_2^1 = 01; Kg_2^2 = 11; Kg_2^3 = 10.$$

Код Грея является замкнутым, это проявляется в том, что расстояние Хемминга между нулевым и $(n-1)$ -ым словом равно аналогичному расстоянию между нулевым и первым словами и равно единице. Для канала без памяти это означает, что вероятность трансформации при приеме нулевого слова в соседнее с ним первое кодовое слово совпадает с вероятностью трансформации в самое «дальнее» (в соответствии с лексикографическим порядком) $(n-1)$ -ое слово.

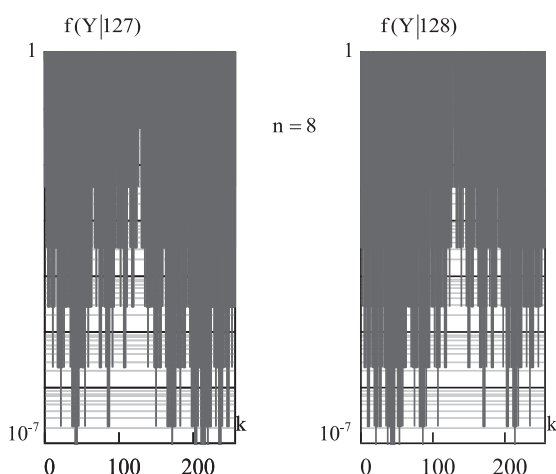


Рис. 5. Функции правдоподобия при передаче чисел 127 и 128 манипуляционным кодом Грея (в составе байта)

Аналогичное свойство характерно для всех чисел, расположенных по краям допустимого диапазона. Следовательно, этот фактор усиливает эффект центробежной ошибки, причиной которой является теперь не только асимметрия функций правдоподобия, но и взаимная близость ко-

довых слов, расположенных у противоположных границ диапазона чисел.

Функции правдоподобия при использовании кода Грея могут быть вычислены на основании выражения (9), в котором величина $v_i(k)$ определяется формулой

$$v_i(k) = \sum_{j=0}^{n-1} (Kg_n^k)_j \oplus (Kg_n^i)_j. \quad (14)$$

Нарушение лексикографического порядка следования двоичных чисел в коде Грея вносит определенную «хаотичность» в поведение функций правдоподобия и вызывает разрывность зависимости математического ожидания ошибки (смещения оценки) от значения передаваемых чисел.

Для примера на рис. 5 представлены функции правдоподобия, наблюдаемые при передаче двух байтовых кодовых слов, соответствующих соседним числам в центре диапазона. Несмотря на то что кодовые слова являются соседними в последовательности Грея, заметно явное одностороннее преобладание распределений. Причем «центр масс» для числа 127 смещен влево, а для числа 128 – вправо. Графики построены для условий, аналогичных примерам на рис. 2-4.

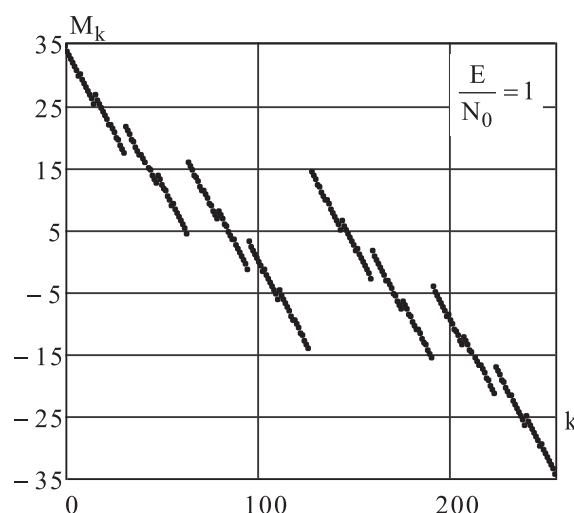


Рис. 6. Смещение оценки байтовых чисел, передаваемых с помощью кода Грея

Разрывность зависимости математического ожидания ошибки восстановления чисел от порядкового номера числа иллюстрирует рис. 6. Смещение оценки M_k в пределах диапазона передаваемых кодовых слов имеет вид отрезков прямых с отрицательным углом наклона при сохранении тенденции увеличения по абсолютной величине, наблюдающейся при приближении к краям диапазона. Кусочно-разрывный характер

M_k является следствием зеркально-рекуррентной структуры кода Грея.

На рис. 7 показаны функции, характеризующие показатели точности восстановления чисел при использовании кода Грея в канале с единичным отношением «сигнал/шум». Кривые рассчитаны с использованием выражений (9)-(14), причем величины

$$\delta_c^2 = 2^{-n} \sum_k \delta_k^2; \quad \bar{D} = 2^{-n} \sum_k D[f(Y|k)]$$

являются средними значениями соответствующих квадратов ошибок на всем диапазоне чисел.

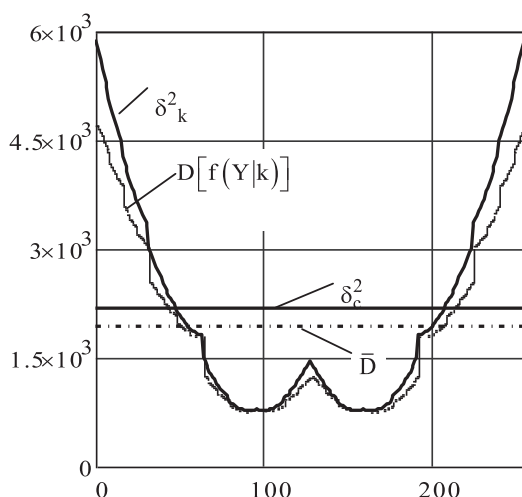


Рис. 7. Характеристики явления центробежной ошибки при использовании кода Грея

Нелинейный (разрывный) характер смещения оценки (см. рис. 6) порождает вид зависимости среднего квадрата ошибки восстановления, отличающийся от параболического. Минимумы функций δ_k^2 и $D[f(Y|k)]$ соответствуют точкам пересечения нуля функций. Сопоставление зависимостей на рис. 4 и рис. 7 свидетельствует об увеличении общей погрешности восстановления чисел на выходе гауссова канала при использовании кодов Грея. Значительное возрастание ошибки происходит из-за свойства замкнутости манипуляционного кода. Аналогичные результаты получаются и при использовании других избыточных кодов.

PROBABILISTIC DESCRIPTION OF THE PHENOMENON OF CENTRIFUGAL ERROR AT THE TRANSMISSION OF NON REMAINING NUMERICAL CODES ON GAUSSIAN CHANNELS

Rassomakhyn S.G., Malofey O.P., Malofey A.O.

The phenomenon that occurs when the transmission of numerical codes on Gaussian channels, leading to an increase of the mean square error recovery numbers as their distance from the center of the allowable

Выводы

Явление центробежной ошибки, наблюдающееся при передаче позиционных чисел из ограниченного диапазона по гауссовым каналам, приводит к существенному (особенно при малых отношениях «сигнал/шум») возрастанию среднего квадрата ошибки восстановления чисел.

Данное явление принципиально не устранимо за счет изменения правил обработки на приемной стороне. Причиной, порождающей центробежный эффект, является асимметрия функций правдоподобия, возрастающая для чисел, расположенных на краях используемого диапазона.

При использовании манипуляционных кодов, кроме того, происходит усиление центробежного эффекта за счет малых взаимных расстояний кодовых слов, расположенных на противоположных границах диапазона. Поэтому, если не предпринимаются никакие меры защиты от центробежного эффекта, наилучшим способом представления чисел в канале является простое лексикографическое кодирование.

Для приближения к пропускной способности каналов с центробежным эффектом могут использоваться методы модификации видов распределений чисел источников, а также специальные методы модуляции — что является предметом последующих публикаций.

Литература

1. Величкин А.И. Теория дискретной передачи непрерывных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. — 296 с.
2. Терентьев С.Н. Минимизация среднеквадратической ошибки при передаче количественной информации // Труды Института Кибернетики АН УССР. Вып. 3, 1969. — С. 37-41.
3. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. — 240 с.
4. Рассомахин С.Г. Синтез оптимального алгоритма передачи числовых позиционных кодов для дискретно-непрерывных каналов с флуктуационным шумом // Системи обробки інформації. Харьков: Изд. ХУПС, №8(66), 2007. — С. 81-84.

range. Justified the name of this phenomenon as “centrifugal error” transmission, the basic functions and numerical characteristics of its probabilistic description. Possible ways to eliminate the negative impact of this type of distortion to improve the noise immunity of transmission systems of numerical information.

Keywords: *Gaussian channel, centrifugal error, noise immunity, interference, the magnitude of the mean square error recovery frequency energy transmission conditions, the energy of the signal, the Gray code.*

Рассомахин Сергей Геннадьевич, д.т.н., доцент, заведующий Кафедрой защиты информационных систем и технологий Харьковского Национального университета им. В.Н. Каразина. E-mail: skandin@mail.ru

Малофей Олег Павлович, к.т.н., профессор Кафедры высшей алгебры и геометрии Северо-Кавказского федерального университета. Тел. (8-865) 247-47-99. E-mail: skandin@mail.ru

Малофей Александр Олегович, к.т.н., профессор Кафедры тактико-специальной и огневой подготовки Ставропольского филиала Краснодарского университета МВД РФ. Тел. (8-865) 293-62-88. E-mail: skandin@mail.ru

УДК 621.396.677; 621.397.671

ТЕОРИЯ СЛУЧАЙНЫХ АНТЕНН: АТРИБУТЫ И ОТЛИЧИТЕЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Маслов О.Н.

Обсуждаются отличия методов и средств теории случайных антенн от близких ей разделов теоретической радиотехники и теории компьютерного моделирования.

Ключевые слова: теория случайных антенн, статистическая теория антенн, неопределенность знаний, компьютерное имитационное моделирование, метод Монте-Карло, теория рассеяния волн, статистически неровные поверхности.

Введение

Проиллюстрировать как общность, так и различие между традиционной теорией антенно-фидерных устройств (АФУ) [1] и статистической теории антенн (СТА) [2], одним из актуальных направлений развития которой является теория случайных антенн (СА) [3], можно на примере атрибутов (характеристик и параметров) теории АФУ.

Первой среди них, безусловно, является характеристика направленности, которую представляют графические изображения ее сечения поверхностями заданного вида – диаграммы направленности (ДН). Назначением ДН является демонстрация угловых распределений уровней электрической E - и магнитной H -составляющих электромагнитного поля (ЭМП), создаваемого АФУ на заданном расстоянии, – этот смысл ДН сохраняют в СТА с учетом двух новых обстоятельств.

Во-первых, учет случайных ошибок ведет к необходимости рассматривать вероятностные

реализации ДН, которые лучше соответствуют реальным условиям работы АФУ (это же относится ко всем параметрам, определяемым через ДН, – таким, как координаты главного максимума, ширина основного лепестка, уровни боковых лепестков и т.д.) [1-2]. Во-вторых, в каждой точке наблюдения с фиксированными координатами, в дополнение к неискаженным ошибкам ДН, появляется возможность исследовать гистограммы случайных уровней ЭМП, найденные, например, методом статистического имитационного моделирования (СИМ), которые отражают влияние на направленность АФУ ошибок любого заданного вида – как порознь, так и совместно [3].

Коэффициенты направленного действия и усиления в СТА также сохраняют прежний смысл, если характеризуют отличия реального АФУ (с учетом наличия ошибок) от эталонного образца, в котором ошибки отсутствуют. Это же относится к таким параметрам, как действующие длина и площадь поверхности, поскольку они характеризуют сравнительную эффективность АФУ и его эталона (который может быть задан в виде физической, математической, электродинамической модели) по критерию уровня ЭМП. Однако никакой новой информации о свойствах АФУ, по сравнению с гистограммами уровней ЭМП, гистограммы случайных значений указанных параметров не несут.

Гистограммы входного сопротивления [4], являющиеся результатом решения внутренней задачи СТА, представляют интерес при формировании исходных данных для решения внешней