

ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

УДК 519.147

С.Н. Кириллов, Д.С. Семин

АЛГОРИТМЫ КОДИРОВАНИЯ И ДЕКОДИРОВАНИЯ НЕДВОИЧНЫХ БИНОМИНАЛЬНЫХ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ

Предложены алгоритмы кодирования и «мягкого» декодирования недвоичных помехоустойчивых кодов, основанных на биномиальной системе представления чисел. Показана возможность выигрыша по помехоустойчивости до 1,4 дБ при одинаковой кодовой скорости или выигрыш по кодовой скорости примерно в 2 раза при близкой помехоустойчивости по сравнению с кодами БЧХ, работающими по «жесткой» схеме декодирования.

Ключевые слова: недвоичный помехоустойчивый код, биномиальная система счисления, алгоритм кодирования, алгоритм «мягкого» декодирования, «упаковка» точек в пространстве.

Введение. В настоящее время предложено множество различных помехоустойчивых кодов, но широкое распространение среди них получили только работающие по «мягкой» схеме декодирования. Примерами могут служить сверточные коды, декодируемые по алгоритму максимума апостериорной вероятности, а также построенные на их основе турбо-коды и LDPC коды, декодируемые «вероятностными» алгоритмами [1,2]. Для других блочных кодов не было предложено реализуемых на практике алгоритмов декодирования, использующих «мягкий» выход детектирующего устройства. Наиболее перспективным в данном направлении считается алгоритм списочного декодирования Гурусвами-Судана [3...5] для кодов Рида-Соломона, реализуемый на практике только при кодовых скоростях меньше 0,5.

Целью работы является построение алгоритмов кодирования и декодирования блочных кодов, функционирующих в пространстве действительных чисел.

Представление задачи. Процедура помехоустойчивого кодирования выполняет функцию преобразования вектора информационных бит $\bar{\mathbf{I}} = (i_0, i_1, \dots, i_{k-1})$ (длины k) в кодовый (разрешенный) вектор $\bar{\mathbf{C}}$ (длины n) [1]:

$$\bar{\mathbf{C}} = F(\bar{\mathbf{I}}),$$

где $F(\cdot)$ - алгоритм кодирования.

При этом помехоустойчивый код применим

на практике только в том случае, если существует физически реализуемый обратный алгоритм $F^{-1}(\cdot)$, позволяющий получить результат в случае наличия ошибок $\bar{\mathbf{e}}$ за приемлемый промежуток времени и при фиксированных вычислительных ресурсах:

$$\bar{\mathbf{I}} = F^{-1}(\bar{\mathbf{C}} + \bar{\mathbf{e}}).$$

Рассмотрим процедуру построения алгоритма $F(\cdot)$ для заданного значения n , обеспечивающего максимизацию евклидовой метрики между разрешенными кодовыми векторами: $|F(\bar{\mathbf{I}}_i) - F(\bar{\mathbf{I}}_j)| = |\bar{\mathbf{C}}_i - \bar{\mathbf{C}}_j| \rightarrow \max$, а также алгоритм декодирования $F^{-1}(\cdot)$, позволяющий для данного вектора $\bar{\mathbf{C}}$ определить наиболее близкий кодовый вектор:

$$|\bar{\mathbf{C}}' - \bar{\mathbf{C}}_j| \rightarrow \min.$$

При этом потребуем, чтобы элементы вектора $\bar{\mathbf{I}}$ принимали только значения 0 и 1, а элементы вектора $\bar{\mathbf{C}}_i$ принадлежали пространству действительных чисел и были ограничены по энергии.

Процедура «упаковки» точек в n -мерном пространстве. Задача помехоустойчивого кодирования эквивалентна расстановке («упаковке») сигнальных точек $\bar{\mathbf{C}}_i$ в n -мерном евклидовом пространстве [6] таким образом, чтобы обеспечить между ними наибольшее расстояние. При

этом накладывається ограничение на длину векторов:

$$|\bar{\mathbf{C}}_i - \bar{\mathbf{o}}| = r, \quad \forall i, \quad (1)$$

где $\bar{\mathbf{o}}$ - геометрический центр гиперсферы, на поверхности которой лежат сигнальные точки, r - радиус гиперсферы.

В настоящее время были предложены только частные решения задачи «упаковки», основанные на эвристических подходах [6], как правило, не учитывающие возможность эффективного кодирования и декодирования точек полученных созвездий. В работе предлагается построение помехоустойчивого кода на базе «упаковки», предполагающей реализуемый на практике алгоритм кодирования и декодирования.

Рассмотрим процедуру разнесения набора точек $\mathbf{T} = (\bar{\mathbf{t}}_0, \bar{\mathbf{t}}_1, \dots, \bar{\mathbf{t}}_n)$, в евклидовом n -мерном пространстве в интересах построения алгоритмов кодирования и декодирования.

Пусть даны ортонормированный базис $\mathbf{V} = (\bar{\mathbf{b}}_0, \bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_{n-1})$ и минимальное расстояние между точками d .

Процедура «упаковки» точек включает следующие этапы.

1. Выберем произвольным образом начальную точку $\bar{\mathbf{t}}_0$, далее рассчитаем $\bar{\mathbf{t}}_1 = \bar{\mathbf{t}}_0 + \bar{\mathbf{b}}_0 d$ и геометрический центр $\bar{\mathbf{c}}_1 = (\bar{\mathbf{t}}_1 + \bar{\mathbf{t}}_0)/2$ полученного созвездия.

2. Для $i = 2, n$ выполнить пункты 3 и 4.

3. Вычислим следующую точку упаковки исходя из условия $|\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{t}}_0| = |\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{t}}_1| = d$ и ограничения (1):

$$\bar{\mathbf{t}}_i = \bar{\mathbf{c}}_{i-1} + a \bar{\mathbf{b}}_{i-1}, \quad (2)$$

где $a = -\bar{\mathbf{b}}_{i-1}(\bar{\mathbf{c}}_{i-1} - \bar{\mathbf{t}}_{i-1}) - (|\bar{\mathbf{b}}_{i-1}(\bar{\mathbf{c}}_{i-1} - \bar{\mathbf{t}}_{i-1})|^2 - |\bar{\mathbf{c}}_{i-1} - \bar{\mathbf{t}}_{i-1}|^2 + d^2)^{1/2}$.

4. Вычислим координаты геометрического центра из условия равной удаленности от полученных точек

$$\bar{\mathbf{c}}_i = \bar{\mathbf{c}}_{i-1} + c \bar{\mathbf{b}}_{i-1}, \quad (3)$$

где $c = \frac{|\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{c}}_{i-1}|^2 - |\bar{\mathbf{t}}_{i-1} - \bar{\mathbf{c}}_{i-1}|^2}{2\bar{\mathbf{b}}_{i-1}(\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{t}}_0)}$.

Для полученного набора точек \mathbf{T} должно выполняться свойство - геометрическая сумма точек относительно центра, полученного созвездия, равна нулю:

$$\sum_{i=0}^n (\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{o}}) = 0, \quad (4)$$

где $\bar{\mathbf{o}} = \bar{\mathbf{c}}_n$ - геометрический центр полученного созвездия.

Данная процедура позволяет упаковать в n -мерном пространстве $n+1$ точку на равном расстоянии друг от друга:

$$|\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{t}}_j| = d, \quad \forall i, j \in [0, n], \quad i \neq j. \quad (5)$$

Появление дополнительных точек в данном созвездии [при выполнении ограничения (1)] приведет к уменьшению минимального расстояния. Данное утверждение следует из принципа работы алгоритма. На i -й итерации работы алгоритма система

$$|\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{t}}_0| = |\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{t}}_1| = \dots = |\bar{\mathbf{t}}_i - \bar{\mathbf{t}}_{i-1}| = d,$$

имеет два решения, однако на $(i+1)$ -й итерации одно из решений перестает удовлетворять ограничению равной удаленности от геометрического центра (1).

Используя свойство (4), можно показать, что

$$|\bar{\mathbf{t}}_i - (2\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}_j)| = \begin{cases} d', & i \neq j, \\ 2r & i = j, \end{cases}$$

где $d' < d$ и $i, j \in [0, n]$.

Набор точек $\bar{\mathbf{t}}'_j = (2\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}_j)$, $j \in [0, n]$, полученный путем симметричного отображения относительно геометрического центра $\bar{\mathbf{o}}$ и удовлетворяющий ограничениям (1), (4) и (5), будем называть дополнительным.

Далее для увеличения плотности упаковки к основному и дополнительному набору можно добавлять точки, полученные путем сложения двух векторов созвездия, т.е. существует $2C_2^{n+1} = 2(n+1)!/2!(n-1)!$ векторов, образованных по формулам:

$$\bar{\mathbf{t}}_u = K_2((\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}_j) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}_i)) + \bar{\mathbf{o}},$$

$$\bar{\mathbf{t}}'_u = K_2((\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_j) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_i)) + \bar{\mathbf{o}},$$

где $u = n+1, n+1 + C_2^{n+1}$, $i \neq j$, $i, j \in [0, n]$ $K_2 = 1/|(\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_0) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_1)|$ - нормирующий множитель, который необходим для выполнения ограничения (1).

Аналогично можно дополнительно добавить $2C_3^{n+1}$ векторов, образованных по формулам:

$$\bar{\mathbf{t}}_u = K_3((\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}_j) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}_i) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}_v)) + \bar{\mathbf{o}},$$

$$\bar{\mathbf{t}}'_u = K_3((\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_j) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_i) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_v)) + \bar{\mathbf{o}},$$

где $u = n+1 + C_2^{n+1}, n+1 + C_2^{n+1} + C_3^{n+1}$,

$K_3 = 1/|(\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_0) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_1) + (\bar{\mathbf{o}} - \bar{\mathbf{t}}'_2)|$, $i \neq j \neq v$.

Возможно и дальнейшее увеличение числа точек множествами, образованными взвешенными суммами 4-х и более векторов, приводящих к увеличению плотности упаковки.

Алгоритм помехоустойчивого кодирования. Для построения алгоритма помехоустойчивого кодирования на базе предложенной «упаковки» точек необходимо построить функцию, позволяющую преобразовать набор бит информационного слова $\bar{\mathbf{I}}$ в набор векторов полученного ранее созвездия «упаковки». Для этой цели может быть использован один из видов биномиального кода [7]. Особенность данного кода состоит в том, что величина числа определяется количеством и взаимным расположением цифр (в данном случае используется бинарный алфавит – 0 и 1). Пример одного из подвидов биномиального представления чисел для 4-х и 8-ми разрядов приведен в таблице.

Десятичный код	Бинарный код 4 разряда	Биномиальный код 4 разряда	Биномиальный код 8 разрядов
0	0000	0000	00000000
1	0001	0001	00000001
2	0010	0010	00000010
3	0011	0100	00000100
4	0100	1000	00001000
5	0101	0011	00010000
6	0110	0101	00100000
7	0111	1001	01000000
8	1000	0110	10000000
9	1001	1010	00000011
10	1010	1100	00000101
11	1011	0111	00001001
12	1100	1011	00010001
13	1101	1101	00100001
14	1110	1110	01000001
15	1111	1111	10000001

Алгоритм представления бинарного числа в биномиальный код представлен на рисунке 1.

В алгоритме используется функция числа сочетаний $\text{Comb}(m, n) = C_m^n = n! / m!(n - m)!$.

Выходным параметром данного алгоритма является вектор \mathbf{V} , хранящий положения единиц полученного биномиального числа.

Таким образом, для построения помехоустойчивого кода необходимо:

1) задать k – число элементов информационного вектора $\bar{\mathbf{I}} = (i_0, i_1, \dots, i_{k-1})$, и n – размерность пространства, в котором будут «упакованы» информационные точки, а также \mathbf{V} – ортогональный базис в n -мерном пространстве;

2) сформировать основной набор точек \mathbf{T} , используя процедуру «упаковки».

Кодирование осуществляется в два этапа.

1. На первом этапе производится преобразование из бинарного кода в биномиальный, используя алгоритм, приведенный на рисунке 1.

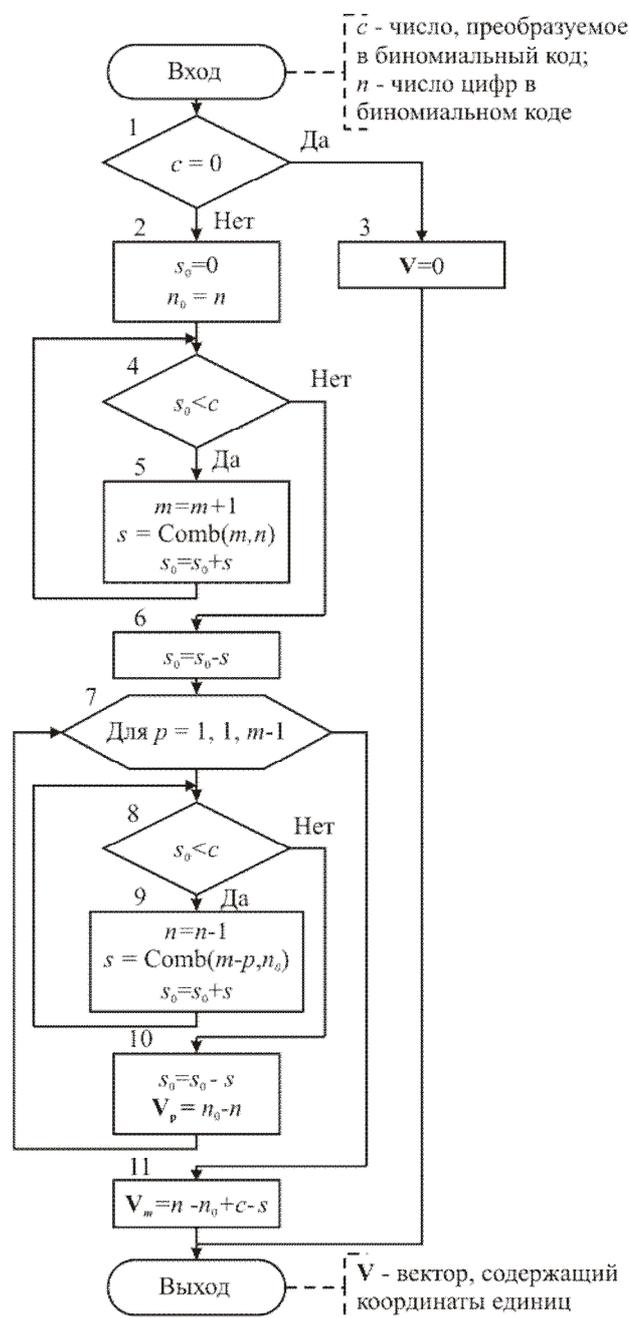


Рисунок 1 – Алгоритм преобразования чисел в биномиальный код

Входными параметрами являются $\bar{\mathbf{I}} = (i_1, i_2, \dots, i_{k-1})$ – число, преобразуемое в биномиальный код, и $n + 1$ – число цифр в биномиальном коде, совпадающее с числом точек в \mathbf{T} .

2. На втором этапе производится вычисление кодового слова:

$$\bar{C} = K_m \left((1 - i_0) \sum_{i=0}^{m-1} (\bar{t}_{V(i)} - \bar{o}) + \right. \\ \left. + i_0 \sum_{i=0}^{m-1} (\bar{t}_{V(i)} - \bar{o}) \right) + \bar{o}, \quad (6)$$

где $K_m = 1 / \left| \sum_{i=0}^{m-1} (\bar{o} - \bar{t}_i) \right|$ - нормирующий коэффициент, m - число единиц в биномиальном представлении числа, i_0 - нулевой элемент вектора \bar{I} , $V(i)$ - указывает на положение i -й единицы в биномиальном числе.

Алгоритм декодирования. Алгоритм декодирования можно разбить на 5 этапов.

1. Вычисление числа и позиций единиц в биномиальном коде, что эквивалентно определению векторов, участвующих в сумме (5). Для этого сформируем матрицу T_δ^{-1} , полученную путем обращения матрицы $T_\delta = (\bar{t}_0, \bar{t}_1, \dots, \bar{t}_{n-1})$, составленной из $n-1$ первых строк матрицы T .

2. Далее вычисляем вектор $\bar{A} = (\bar{C}' - \bar{o}) T_\delta^{-1}$, где \bar{C}' - принятый вектор, содержащий ошибки, T_δ^{-1} - обратная матрица к T_δ . Если в биномиальном коде на i -й позиции присутствовала единица ($i \in [0, n-1]$), то в векторе \bar{A} i -й элемент будет равен K_m (в случае отсутствия ошибок). Если в биномиальном коде единица присутствовала на $i=n$ -й позиции, то все элементы \bar{A} будут равны $-K_m$ [по свойству (3)]. Также если векторы принадлежат дополнительному набору, то знаки элементов вектора \bar{A} будут противоположными.

3. По вектору \bar{A} декодер строит список возможных биномиальных кодов, содержащих от 1 до p единиц (p - максимальное число единиц в биномиальном коде для данных n и k).

4. Для каждого кода из списка строится разрешенный вектор \bar{C} по формуле (6) и производится поиск наиболее близкого к вектору \bar{C}' (по евклидовой метрике).

5. Далее код, образующий наиболее близкий вектор, переводится из биномиального представления чисел в двоичное.

Имитационное моделирование предложенного алгоритма. Имитационное моделирование предложенного небинарного биномиального помехоустойчивого кода производилось путем добавления белого Гауссова шума в полосу частот сигнала. Геометрическим центром созвездия разрешенных векторов кодов была выбрана точка начала координат $\bar{o} = 0$. В качестве источника информации использовался

генератор случайной бинарной последовательности, обеспечивающий минимальный уровень боковых лепестков автокорреляционной функции. Сравнение предложенных кодов производилось с кодами Боуза-Чоудхори-Хоквенгема (БЧХ) различной длины кода и кодовой скорости. Для примера, на рисунке 2 приведены зависимости помехоустойчивости кодов БЧХ(31,6) и БЧХ(31, 11) и предложенных кодов БК(31,6) и БК(31, 20).

Из анализа зависимостей вероятности ошибки $P_{ош}$ от отношения сигнал-шум q следует, что предложенный код БК(31,6) выигрывает по помехоустойчивости у кода БЧХ(31, 6) в среднем 1,4 дБ при одинаковой кодовой скорости, благодаря «мягкой» схеме декодирования.

С другой стороны, при близких параметрах помехоустойчивости кодов БК(31, 20) и БЧХ(31, 11) предложенный код имеет примерно в два раза большую кодовую скорость.

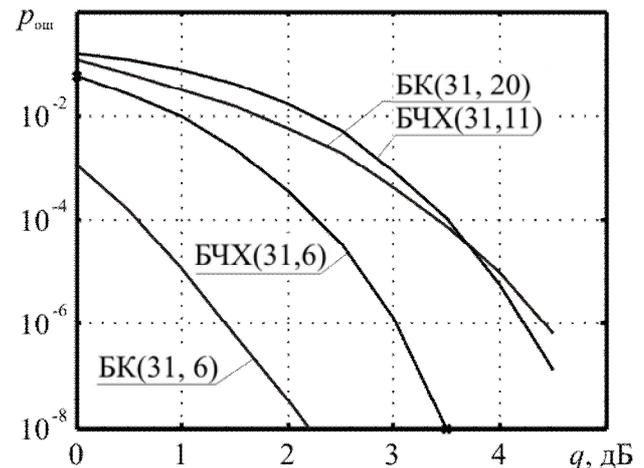


Рисунок 2 – Сравнение помехоустойчивости предложенного биномиального кода и кодов БЧХ

Выводы. Таким образом, предложена процедура «упаковки» точек в пространстве с использованием ортогонального базиса. Построен алгоритм кодирования, использующий биномиальную систему счисления для преобразования информационных слов в векторы «упаковки». Предложен алгоритм декодирования полученного кода, работающий по «мягкой» схеме выхода детектирующего устройства, позволяющий получить выигрыш по помехоустойчивости в среднем до 1,4 дБ при одинаковой кодовой скорости или выигрыш по кодовой скорости примерно в 2 раза при близкой помехоустойчивости по сравнению с кодами БЧХ, для которых пока не создано реализуемого на практике «мягкого» алгоритма декодирования.

Работа выполнена при поддержке грантов Президента Российской Федерации для государ-

ственной поддержки молодых российских ученых МК-2775.2011.8 (договор № 16.120.11.2775-МК) и МК-343.2012.9.

Библиографический список

1. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение: пер. с англ. – М.: Техносфера, 2006. – 320 с.
2. Sweeney P. Error control coding. From Theory to Practice. – West Sussex PO19 1UD: John Wiley & Sons Ltd., 2002. – 244 p.
3. Chen L., Carrasco R. A., Chester E. G. Decoding Reed-Solomon Codes Using the Guruswami-Sudan Algorithm. Режим доступа: <http://ebookbrowse.com/decoding-reed-solomon-codes-using-the-guruswami-sudan-algorithm-ppt-d178758152>.
4. Trifonov P. On the Interpolation Step in the Guruswami-Sudan List Decoding Algorithm for Reed-Solomon Codes. In Proceedings of ACCT-2006. Режим доступа: <http://dcn.infos.ru/~petert/>.
5. Cohn H., Heninger N. Ideal Forms of Coppersmith's Theorem and Guruswami-Sudan List Decoding. Режим доступа: <http://conference.itsc.tsinghua.edu.cn/ICS2011/content/paper/9.pdf>.
6. Конвей Дж., Слоэн Н. Упаковки шаров, решетки и группы: в 2-х т. Т. 1. Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 415 с.
7. Борисенко А.А. Биномиальные системы счисления // Вісник Сумського державного університету. Технічні науки. 2008. Режим доступа: <http://essuir.sumdu.edu.ua/handle/123456789/1232>.

УДК 004.932

В.В. Стротов, С.Е. Корепанов

СЛЕЖЕНИЕ ЗА ОБЪЕКТОМ СО ЗНАЧИТЕЛЬНО ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ВО ВРЕМЕНИ РАЗМЕРАМИ

Предлагается комплексный подход к слежению за объектом, размеры которого значительно изменяются со временем. Данный подход построен на сочетании двух алгоритмов слежения, первый из которых основан на методе пространственно-временной фильтрации, второй – на корреляционном и структурном методах. Переключение между алгоритмами производится в зависимости от оценок размеров объекта на наблюдаемом изображении. Приведены результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: слежение, изменение размеров объекта, комплексный подход, оценка параметров.

Введение. Слежение за выбранным объектом является одной из наиболее важных в комплексе задач, решаемых в бортовых системах обнаружения и сопровождения объектов. В данной работе под слежением понимается оценивание координат и размеров объекта в последовательности изображений.

После получения целеуказания на объект требуется выбрать тот или иной метод слежения в зависимости от оценки параметров объекта слежения, таких как скорость движения, размеры, форма, неоднородность и т.д., которые производятся либо оператором (при ручном выборе) или системой (при автоматическом выборе). Очевидно, что при длительном слежении перечисленные выше характеристики объекта могут значительно изменяться, из-за чего первоначально выбранный метод слежения, зачастую, становится неэффективным. Такие ситуации приводят к срыву слежения. Следовательно, задача разработки подходов к слежению

за объектами при значительном изменении их характеристик является актуальной.

Целью данной работы является разработка подхода к решению задачи слежения в условиях значительного изменения размеров объекта с течением времени.

Постановка задачи. Введем ряд определений. Под размерами объекта будем понимать ширину и высоту прямоугольника, описанного вокруг объекта. Значительным будем считать изменение размеров объекта, при котором на ограниченном временном интервале он может быть как точечным (1x1 элемент разложения), так и протяженным, в том числе занимающим все наблюдаемое изображение и даже выходящим за его пределы.

Будем говорить, что объект имеет:

– малые размеры, если его площадь относительно всего наблюдаемого изображения не превышает 0,1 процент [минимально составляет 1x1 элемент разложения (э.р.)];

– средние размеры, если его площадь относительно всего наблюдаемого изображения составляет от 0,1 до 15 процентов;

– большие размеры, если его площадь относительно всего наблюдаемого изображения превышает 15 процентов, вплоть до выхода границ изображения объекта за пределы наблюдаемого изображения.

Значительное изменение размеров объекта проявляется в случае приближения друг к другу или удаления друг от друга объекта наблюдения и видеодатчика, а также когда видеодатчик оснащён дистанционно управляемым объективом с изменяемым в большом диапазоне фокусным расстоянием.

Ограничимся случаем, при котором изображение фона не подвергается масштабированию с течением времени. Такое ограничение справедливо при несущественном изменении расстояния между видеодатчиком и фоном во время слежения, а также при слежении за объектом без использования функции цифрового и оптического масштабирования видеодатчика. Фактически, изменение расстояния между объектом и видеодатчиком в таком случае происходит только за счет перемещения объекта.

Рассмотрим модели, на основе которых будем производить дальнейшие рассуждения. Наблюдаемое изображение $l(i, j, n)$ на n -м кадре видеопоследовательности описывается известной моделью заслона [1]:

$$l(i, j, n) = r(i, j, n) \cdot h(i, j, n) + (1 - r(i, j, n)) \cdot g(i, j, n) + \xi(i, j, n), (i, j) \in R. \quad (1)$$

Здесь $g(i, j, n)$ – изображение фона, $h(i, j, n)$ – изображение объекта слежения, $r(i, j, n)$ – бинарное изображение, единичные точки которого соответствуют точкам объекта, нулевые – точкам фона, $\xi(i, j, n)$ – гауссовский белый шум с нулевым средним, i, j – координаты выбранной точки на изображении, R – множество точек, на котором задано наблюдаемое изображение.

Изображения объекта могут изменяться со временем, подвергаясь преобразованиям сдвига, поворота и равномерного масштабирования [1]:

$$h(i, j, n) = h_0(T_h(i, j, n)), \quad (2)$$

где $T_h(i, j, n) = (\lambda(n) \cdot (i \cos \varphi(n) + j \sin \varphi(n)) + v_x(n),$

$$\lambda(n) \cdot (-i \sin \varphi(n) + j \cos \varphi(n)) + v_y(n).$$

Изображение фона подвергается преобразованию следующего вида:

$$g(i, j, n) = g_0(T_g(i, j, n)),$$

$$\text{где } T_g(i, j, n) = (i \cos \psi(n) + j \sin \psi(n) + v_x(n), \quad (3)$$

$$-i \sin \psi(n) + j \cos \psi(n) + v_y(n)).$$

Здесь $h_0(i, j)$, $g_0(i, j)$ – исходные изображения объекта и фона соответственно, $v_x(n)$, $v_y(n)$, $v_x(n)$, $v_y(n)$ – параметры смещения по горизонтали и вертикали, $\varphi(n)$, $\psi(n)$ – поворот наблюдаемого изображения, $\lambda(n)$ – параметр изменения масштаба.

Дополнительно наложим следующие ограничения на объект:

– скорость движения объекта не должна превышать установленной величины;

– в начальный момент наблюдения объект должен иметь малые или средние размеры.

Требуется на основе наблюдаемых изображений $l(i, j, n)$, $n \in N$, где N – число кадров видеопоследовательности, получить оценки координат объекта $\hat{i}_c(n)$, $\hat{j}_c(n)$, определяемые положением его центра, и оценки размеров объекта $\hat{\theta}_H(n)$, $\hat{\theta}_W(n)$ на каждом n -м кадре в процессе слежения.

Общий подход к решению задачи. Для оценки заданных параметров объекта в общем случае требуется решить ряд предварительных задач:

– выделить объекты на изображении (принять решение о наличии объекта для каждой точки изображения);

– оценить параметры выделенных объектов;

– принять решение о факте обнаружения объекта наблюдения.

Для решения задачи выделения объектов на изображении применяются методы пространственной фильтрации [2] и методы пространственно-временной фильтрации [3], основанные на выявлении изменений, происходящих в последовательности кадров со временем. Первые применяются для выделения объектов на фоне ясного или облачного неба и требуют априорных данных о размерах объекта (как правило, объект имеет малые размеры), вторые позволяют решать задачу на любых видах фонов, что делает возможным реализовать полностью автоматический режим функционирования систем обнаружения и сопровождения объектов малых и средних размеров.

Для оценки параметров обнаруженных объектов применяются упомянутые выше методы пространственно-временной фильтрации, методы, основанные на статистической теории обнаружения и оценивания (например, метод

Байесовской сегментации [4]), методы согласованной фильтрации, среди которых особое место занимают методы корреляционного сопоставления с эталонным изображением [5], а также структурные методы [6].

Все перечисленные выше методы накладывают ограничения на размер исследуемого объекта. Так, например, методы статистической сегментации и методы пространственно-временной фильтрации не применяются в случае крупных объектов, а структурные – для определения параметров малоразмерных объектов. Из этого можно сделать вывод, что на основе любого из данных методов невозможно построить универсальный алгоритм оценки параметров. В связи с этим в данной статье предлагается использовать комплексный подход к решению задачи, заключающийся в использовании наиболее эффективных алгоритмов слежения за объектами, переключение между которыми будет происходить в зависимости от размера объекта.

Алгоритм слежения за объектами малых и средних размеров. Для обнаружения и слежения за объектом малых и средних размеров удобно использовать методы пространственно-временной фильтрации. В этом случае требуется минимальное количество априорной информации о видеосцене и появляется возможность решить задачу в реальном масштабе времени в сложных условиях наблюдения, характеризующихся наличием неоднородного фона и ракурсных изменений объекта, а также при малых отношениях сигнал/шум.

Особенностью данного класса методов является невозможность решения задачи без информации о геометрических искажениях наблюдаемой последовательности изображений. Для получения данной информации предлагается использовать многоэталонный алгоритм для оценивания параметров преобразований изображений видеосцены, разработанный на основе метода корреляционного сопоставления изображений и структурного метода [7,9].

Алгоритм слежения за объектами малых и средних размеров включает в себя три этапа.

На первом этапе в течение n_1 кадров происходит оценивание фонового изображения $g_0(i, j)$ и параметров аддитивного шума ξ . Величина n_1 определяется количеством, размерами и характером движения объектов на изображении.

На втором этапе алгоритм работает в режиме обнаружения объекта (не менее 10 кадров). После обнаружения объекта алгоритм

переключается в режим слежения за ним.

Рассмотрим более подробно второй и третий этапы. Они включают в себя следующие шаги для последовательного выполнения на каждом обрабатываемом кадре.

1. Производится оценивание параметров $v_x(n), v_y(n)$ и $\psi(n)$ преобразований $T_g(i, j, n)$ фонового изображения.

2. Происходит выделение движущихся объектов на изображении на основе пространственно-временного алгоритма. Оценка бинарной маски наблюдаемого изображения формируется по правилу:

$$\hat{r}(i, j, n) = \begin{cases} 1, & \text{если } (\hat{g}(i, j, n) - l(i, j, n))^2 > d^2 \hat{\sigma}_\Sigma^2(i, j, n); \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (4)$$

где $d = d(p_-)$ – полуширина $(1 - p_-) \cdot 100\%$ доверительного интервала для нормированной гауссовой случайной величины, p_- – заданная вероятность ложного выделения, $\hat{\sigma}_\Sigma$ – величина, зависящая от оценки дисперсии аддитивного шума и значения градиента в каждой точке наблюдаемого изображения [8].

3. Удаляются сегменты, размеры которых в заданное число раз меньше размеров объекта.

4. Проводится разметка и параметризация бинарного изображения [1]. В результате формируется список сегментов, включающий координаты центра и размеры сегмента.

5. Проводится упрощенная морфологическая обработка, под которой понимается последовательное применение операций закрытия и открытия к изображению, описанному списком сегментов.

6. Производится траекторная обработка списков сегментов, основанная на теории графов и теории калмановской фильтрации. В результате формируется новый список сегментов, в котором каждый сегмент описывается идентификатором сегмента, координатами центра $\hat{i}_c(n)$, $\hat{j}_c(n)$ и размерами сегмента $\hat{\theta}_H(n)$, $\hat{\theta}_W(n)$, скоростью сегмента, флагом нахождения сегмента в прогнозе и параметром «время жизни сегмента».

7. В режиме обнаружения поиск объекта проводится на основе скорости движения, времени жизни и флага прогноза. Критерием обнаружения объекта является максимальное отличие вектора скорости одного из сегментов от средней скорости всех сегментов в течение пяти кадров. При этом время жизни рассматриваемых сегментов должно быть больше пяти, и сегменты не должны находиться в прогнозе.

В режиме слежения объект выбирается из

списка сегментов по идентификатору.

Алгоритм слежения за объектами больших размеров. Для слежения за крупноразмерными объектами используется упомянутый выше многоэталонный алгоритм. Он состоит из следующих шагов.

1. На исходном изображении объекта выбирается заданное число участков s_k , называемых опорными. Размеры опорных участков составляют от 16x16 до 32x32. Выбор конкретного размера участка, а также количества опорных участков осуществляется исходя из возможностей аппаратной платформы, на которой реализуется рассматриваемый алгоритм.

2. Оценивается местоположение опорных участков на наблюдаемом изображении объекта. При этом координаты центров опорных участков определяются с субпиксельной точностью.

3. Находятся оценки параметров геометрических преобразований сдвига $\hat{v}_x(n), \hat{v}_y(n)$, поворота $\hat{\phi}(n)$ и изменения масштаба $\hat{\lambda}(n)$ наблюдаемого изображения объекта.

4. Определяются новые координаты центра изображения наблюдаемого объекта $\hat{i}_c(n)$, $\hat{j}_c(n)$ и его размеры $\hat{\theta}_H(n)$, $\hat{\theta}_W(n)$.

5. Перезахватываются опорные участки, непригодные к дальнейшему использованию.

Особенность рассматриваемого алгоритма заключается в том, что опорные участки должны быть выбраны только на изображении объекта, площадь которого может составлять менее четверти от площади наблюдаемого изображения. Поэтому для выбора участков используется априорная информация об объекте слежения и фоновом изображении. Например, если известно, что объект наблюдается на слабоконтрастном или однородном фоне, то выбор опорных участков может производиться по центральной зоне наблюдаемого изображения по критерию [9]:

$$(\hat{\alpha}_k, \hat{\beta}_k) = \underset{\alpha, \beta}{\operatorname{argmin}} \left(\frac{1}{\sum_{(i,j) \in S_k} (\Delta_i l(i,j,n))^2} + \frac{1}{\sum_{(i,j) \in S_k} (\Delta_j l(i,j,n))^2} \right) \quad (5)$$

где запись вида $\Delta_i l$ означает операцию численного дифференцирования изображения l по координате i , а S_k – множество точек k -го участка s_k , расположенного в точке с координатами (α, β) .

Если характеристики фона неизвестны или близки к характеристикам объекта, то необходимо определить зону $M(i, j, n)$ выбора опорных участков. На первоначальном этапе работы

алгоритма в качестве такой зоны можно использовать оценку $\hat{r}(i, j, n_{\text{пер}})$, полученную от алгоритма выделения движения в момент перехода (кадр $n_{\text{пер}}$). Однако в дальнейшем из-за того, что при работе рассматриваемого алгоритма не производится оценки бинарной маски объекта, она должна быть вычислена как

$$M(i, j, n) = \hat{r}(\hat{T}_{\text{hпер}}(i, j, n), n_{\text{пер}}), \quad (6)$$

где $\hat{T}_{\text{hпер}}(i, j, n)$ – оценка преобразований, вычисляемая с момента переключения на алгоритм слежения за большими объектами.

Автоматический выбор алгоритма слежения. Ограничиваясь допущением, что объект в начальный момент имеет малые или средние размеры, первоначальное обнаружение и слежение за объектом возлагается на алгоритм на основе пространственно-временной фильтрации.

Если в течение трех кадров размеры объекта становятся большими, то производится переключение на алгоритм слежения за объектами больших размеров. При этом запоминается состояние алгоритма слежения за объектами малых и средних размеров для сохранения возможности возобновления его работы. В момент перехода на многоэталонный алгоритм слежения за объектом больших размеров требуется передать координаты центра объекта, бинарную маску объекта и его размеры.

Обратный переход на алгоритм на основе пространственно-временной фильтрации происходит, если в течение трех кадров оцениваемый масштаб объекта принимает значение меньше 1, т.е. размеры объекта уменьшились по сравнению с размерами, переданными на алгоритм слежения за объектами больших размеров.

Экспериментальные исследования. Для оценки работоспособности и точности разработанного комплексного алгоритма были проведены эксперименты на искусственных и на натурных сюжетах.

На основе анализа результатов экспериментов, проведенных на моделированных видеопоследовательностях, были построены графики зависимости нормированных СКО ошибок оценивания координат центра объекта

$$\sigma_{\hat{i}_c, \hat{j}_c} = \sqrt{\sigma_{\hat{i}_c}^2 + \sigma_{\hat{j}_c}^2} \text{ и СКО относительных ошибок}$$

$$\text{оценивания размеров } \sigma_{\hat{\theta}_W, \hat{\theta}_H} = \sqrt{\sigma_{\hat{\theta}_W}^2 + \sigma_{\hat{\theta}_H}^2} \text{ от}$$

отношения сигнал/шум на изображении. Под отношением сигнал/шум в данной работе понимается отношение контраста объекта к СКО шума.

Графики, иллюстрирующие точность работы алгоритмов слежения за объектами различного размера, приведены на рисунке 1. Как видно из графиков, предложенные алгоритмы позволяют

следить за объектом при значительном изменении его размеров и отношении/сигнал шум не менее 5.

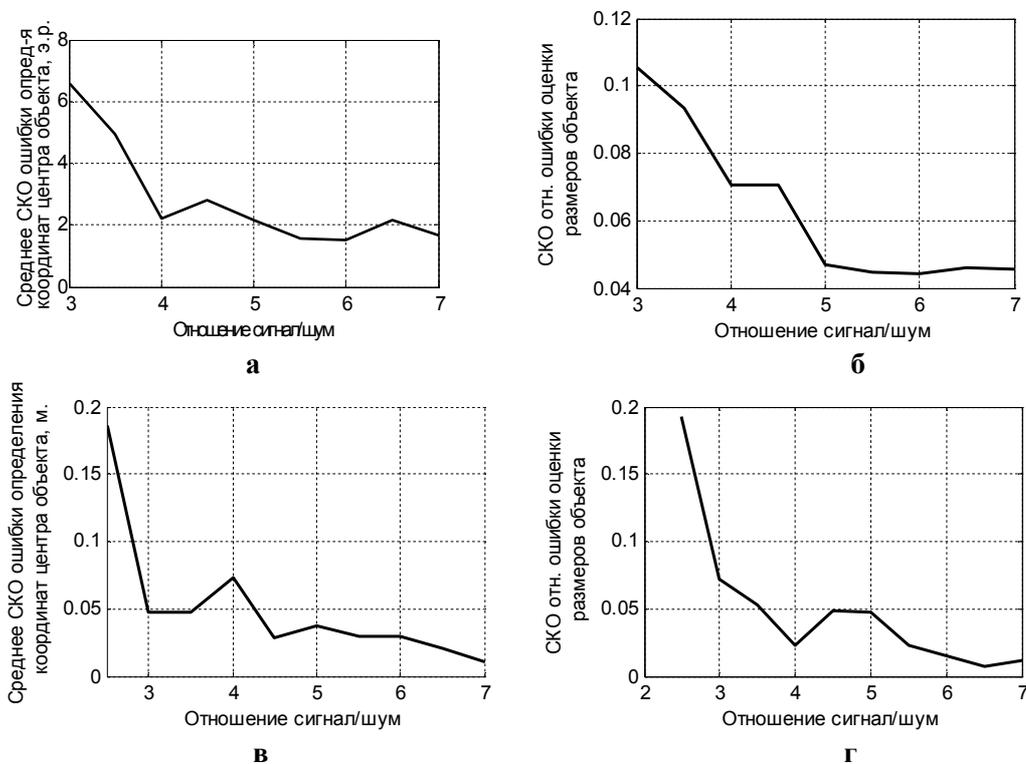


Рисунок 1 – Результаты оценки точности определения параметров объектов: а,б – малого и среднего размера; в,г – большого размера

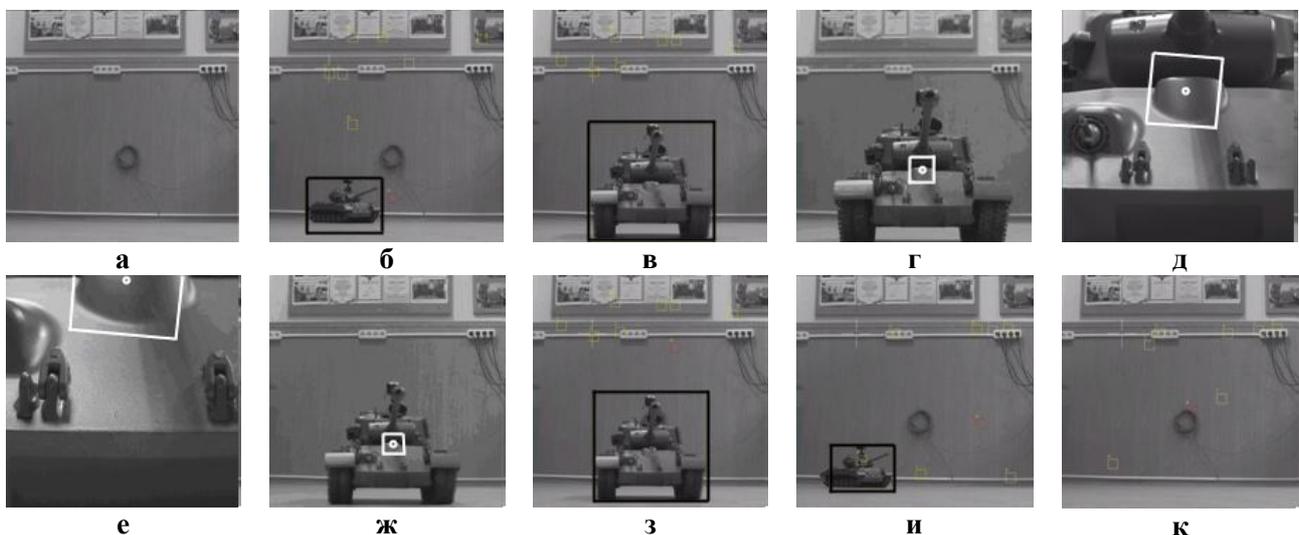


Рисунок 2 – Кадры, иллюстрирующие работу предложенного алгоритма слежения за объектами:

- а – кадр №1, объекта в поле зрения нет;
- б – кадр №200, объект средних размеров входит в поле зрения;
- в – кадр №600, объект приближается и имеет средние размеры;
- г – кадр №650, объект приближается и имеет большие размеры;
- д – кадр №800, объект приближается и имеет размеры, превышающие размеры изображения;
- е – кадр №1020, объект максимально приближается к видеодатчику;
- ж – кадр №1440, объект удаляется и имеет большие размеры;
- з – кадр №1450, объект удаляется и имеет средние размеры;
- и – кадр №1850, объект средних размеров подходит к границе поля зрения;
- к – кадр №2070, объект покинул поле зрения

Для проверки работоспособности комплексного подхода были получены пять натуральных видеопоследовательностей длительностью не менее 1000 кадров. Отношение сигнал/шум на рассматриваемых последовательностях приблизительно равнялось 7. На данных сюжетах объект, появляясь из-за границы кадра, вплотную приближается к видеодатчику, а затем удаляется от него.

Результаты слежения за объектом на одном из сюжетов представлены на рисунке 2.

На рисунке введены обозначения:

– черная рамка с толстыми линиями показывает положение объекта в кадре, причём координаты её центра совпадают с оценками координат центра объекта, а ее размеры соответствуют оценкам ширины и высоты объекта, полученным при слежении за мало- или среднеразмерным объектом;

– белая рамка с толстыми линиями и кругом посередине показывает положение выбранного заранее элемента объекта в кадре, причём координаты её центра совпадают с оценками координат центра элемента объекта, а ее размеры соответствуют оценкам ширины и высоты данного элемента, полученным при слежении за крупноразмерным объектом.

Проведённые исследования показывают, что предлагаемый подход работоспособен. Его применение позволяет в разы увеличить ширину диапазона изменения размеров отслеживаемых объектов по сравнению с известными подходами.

Заключение. Предложен комплексный подход к слежению за объектами со значительно изменяющимися размерами. В рамках данного подхода рассмотрены два алгоритма, предназначенные для слежения за объектами: алгоритм, основанный на принципе выделения движения (для объектов малых и средних размеров), и многоэталонный алгоритм оценки параметров преобразований изображения объекта (для объектов больших размеров). Экспериментально

подтверждена работоспособность предложенного подхода, проведены исследования точностей составляющих его алгоритмов слежения за объектами.

Исследования проводились при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (госконтракт №16.740.11.0223).

Библиографический список

1. Алтатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степанов А.И. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. – М.: Радиотехника, 2008. – 176 с.
2. Li Biao, Shen ZhenKang, Li JiCheng. Automatic target detection and tracking system using infrared imagery // Proc. of SPIE Vol. 3069, Automatic Target Recognition VII, 1997 – P. 534-540.
3. Алтатов Б.А., Блохин А.Н. Модели и алгоритмы обнаружения и выделения движущихся фрагментов изображений // Автометрия. – 1995. – № 4. – С.100-104.
4. Применение методов сегментации изображений в автономных системах обнаружения, распознавания и сопровождения движущихся целей / Под ред. П. А. Бакута // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 10. – С. 3-93.
5. Баклицкий В.К., Бочкарёв А.М. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации. – М.: Радио и связь, 1986. – 216 с.
6. Волегов Д.Б., Юрин Д.В. Упорядочивание изображений для построения по ним 3D моделей // ГрафиКон'2009. Труды конф. М., 2009. – С. 202-209.
7. Стротов В.В. Оценка параметров смещения изображения в задачах выделения движущихся объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань, 2008 – № 23. – С. 30–37.
8. Алтатов Б.А., Бабаян П.В. Методы обработки и анализа изображений в бортовых системах обнаружения и сопровождения объектов // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – № 2. – С. 45-51.
9. Стротов В.В. Выбор опорных участков в многоэталонном алгоритме определения параметров геометрических преобразований изображений // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань, 2009. – № 2 (28). – С. 93–96.

УДК 04.93

С.И. Бабаев, М.Б. Никифоров

СОВМЕСТНАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ ОТ СИСТЕМ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Приводится обзор способов интеграции информации от бортовых систем технического зрения летательного аппарата. Приводится концепция

совмещения радиолокационных, теле-теповизионных изображений и цифровой карты местности.

Ключевые слова: системы технического зрения, цифровая карта местности, совмещение изображений.

Введение. Цель работы – исследование способов интеграции и направлений использования информации от систем технического зрения летательного аппарата.

Системы управления различного вида постоянно внедряются в сложные объекты науки, техники, производства, деятельность которых связана с анализом большого числа параметров постоянно меняющейся окружающей обстановки. Подобная тенденция существует и в современном самолетостроении.

Теоретические вопросы. Можно выделить общие технические требования к системам управления летательного аппарата (ЛА) военного и специального назначения, в том числе и беспилотных летательных аппаратов (БЛА) [1]:

– построение системы управления по распределенному принципу с использованием как универсальных, так и специализированных вычислительных средств;

– использование мощной бортовой вычислительной системы, способной решать два класса ресурсозатратных задач — проводить универсальные алгоритмические вычисления и обрабатывать большие параллельные информационные потоки;

– применение многоканальной системы локальной навигации;

– наличие многоспектральной системы технического зрения, способной работать в условиях пониженной освещенности и сложных метеоусловиях.

Такая интеллектуализация ЛА требует решения бортовыми средствами следующих основных задач:

– дистанционное определение геометрических и опорных характеристик траектории маневрирования;

– определение текущих координат и ориентация ЛА в пространстве (например, с точностью не хуже 10...20 м, а для некоторых этапов выполнения полетного задания и при посадке — 0,3...1 м);

– формирование оперативной (локальной) и текущей (глобальной) моделей внешней среды с учетом оперативной (показания бортовых датчиков и сенсоров) и априорной (картографических данных) информации о районах полетов и посадки;

– планирование целенаправленных траекторий движения на оперативном и тактическом

уровнях.

Таким образом, наиболее перспективными для применения в военной технике являются системы управления ЛА, ключевая особенность которых – использование интеллектуальных технологий.

Большой интерес представляют исследования и разработки в области систем управления для пилотируемой авиации, в том числе по созданию:

– технологий обеспечения высокоточной автоматической стабилизации летательных аппаратов на траектории полета для радикального снижения погрешностей прицеливания;

– унифицированного пилотажно-навигационного комплекса для пилотируемых самолетов и вертолетов, обеспечивающих пилотирование и программный полет по заданной траектории на предельно малых высотах (5...15 м) ночью и в сложных метеоусловиях с автоматическим обнаружением препятствий, огибанием рельефа местности и автоматической посадкой на заданную площадку приземления;

– "интеллектуальной" кабины для перспективных пилотируемых вертолетных комплексов.

Современные исследования [2] показывают, что кроме важнейших факторов в обеспечении боевой эффективности ЛА, таких как летные характеристики и квалификация экипажа, практически равнозначными им признаны факторы, связанные с информационным обеспечением (бортовым и внешним) и автоматизацией траекторного движения, включая боевые режимы.

Автоматизация управления, алгоритмизация решения задач боевого управления и повышение уровня «бортового интеллекта» становятся важными средствами увеличения эффективности, выполнения тактико-технических требований и реализации тех возможностей, которые заложены в ЛА. Без «интеллектуальной» системы управления ЛА, включающей комплекс навигации и системы посадки, потенциальные характеристики и возможности и современных, и перспективных ЛА остаются во многом не использованными при выполнении возложенных на них задач.

Совместная обработка информации. Новейшие образцы пилотируемых и беспилотных ЛА оснащены набором специфических датчиков – систем технического зрения (СТЗ), обеспечивающих в каждый момент времени опреде-

ленную информацию о подстилающей поверхности, закабинном пространстве в целом. Системы обработки информации преобразуют данные от СТЗ в форму, наиболее адекватную задаче пилотирования ЛА. Появление нового поколения СТЗ и высокопроизводительной бортовой вычислительной техники дало толчок разработке систем улучшенного и синтезированного зрения, направленных на комбинирование информации от различных СТЗ, с целью решения задач навигации в сложных полетных условиях. На первый план выходит аспект визуализации закабинной обстановки по данным от СТЗ. Данное предпочтение определяется следующими основными факторами:

- канал зрительного восприятия является наиболее важным источником информации при управлении ЛА;

- использование СТЗ с высокой разрешающей способностью позволяет существенно повысить их информативность;

- аппаратные средства позволяют решать задачи обработки изображений в режиме реального времени.

Совместная обработка информации от СТЗ ЛА может использоваться при решении следующих классов задач:

- обеспечение пилота ЛА или оператора беспилотного ЛА необходимой для пилотирования информацией в режиме реального времени;

- обеспечение автоматической навигации ЛА в заданном районе полета;

- обеспечение целеуказания и целесопровождения.

При решении задач первого и второго класса обработка изображений от СТЗ ЛА имеет ряд особенностей:

- для навигации ЛА требуется решать ряд узконаправленных задач, направленных не столько на распознавание образов, сколько на выделение и формирование характерных признаков изображений, используемых при решении основных аспектов навигации;

- алгоритмы решения данного класса задач должны обладать:

- отказоустойчивостью;
- индикацией отказа;
- реализуемостью в рамках бортовой ЭВМ;
- режимом реального времени.

Все аспекты навигации ЛА можно обеспечить только за счет совместного использования СТЗ различного принципа действия. При этом решающее влияние на качественные показатели работы систем совместной обработки информации будут иметь параметры конкретных

СТЗ и вычислительные возможности бортовых ЭВМ.

Основные характеристики СТЗ

Сенсор	Формат данных	Информативные признаки
ТВ	2D-полутонное или цветное видеоизображение	Форма, размеры, текстура, взаимное расположение объектов
ТПВ	2D-тепловое изображение	Форма, max/min температура, количество и расположение источников тепла, взаимное расположение объектов
БРЛС (мм - диапазон)	1D-отраженный профиль 1D или 2D-поляризационные изображения 2D-поле скоростей	Линейные протяженные и плоскостные радиоконтрастные объекты Тени от радиоконтрастных объектов
БРЛС (мкм - диапазон)	Доплеровская модуляция 2D-изображение	Относительная скорость; размер, форма, количество и взаимное расположение объектов
БРЛС с синтезированной апертурой	2D-изображение	Размер и взаимное расположение объектов
Лазерный локатор	3D-изображение 2D-поле скоростей	Размер, 3D-форма, расположение объектов; пространственное распределение движущихся участков сцены

Необходимость использования СТЗ различного принципа действия обусловлена естественным искажением изображений вследствие ряда факторов:

- атмосферные явления (дождь, туман, низкая облачность);

– противодействие специализированных средств в условиях ведения боевых действий (зенитные прожектора и т.п.);

- электромагнитные помехи;
- специфический характер рельефа.

В составе бортовых СТЗ на ЛА могут присутствовать телевизионные (ТВ) и тепловизионные (ТПВ) сенсоры, бортовая радиолокационная станция (БРЛС), лидар. В таблице представлены основные характеристики СТЗ ЛА.

Каждый из сенсоров СТЗ в отдельности представляет специфические характеристики окружающей обстановки (яркостные, тепловые либо радиолокационные контрасты объектов), не обеспечивающие достаточного количества информации о подстилающей поверхности. Кроме того, изображения земной поверхности, полученные с помощью ТВ, ТПВ и БРЛС, отличаются друг от друга различным спектральным диапазоном и системами координат представления изображений.

ТВИ (ТПВИ) и РЛИ могут быть приведены к общей системе координат с помощью геометрических преобразований.

Совмещение изображений производится в декартовой системе координат $\{x, y, z\}$. Таким образом, возникают задачи преобразования координат и получения проекции РЛИ на плоскость, перпендикулярную линии визирования [3] (рисунок 1).

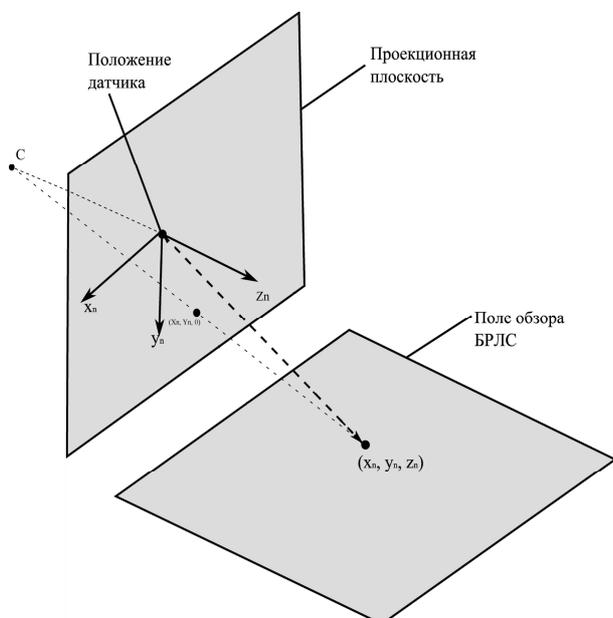


Рисунок 1 – Преобразование координат РЛИ

В результате выполнения данных операций изображение $I(r, \alpha, \beta)$ в полярных координатах будет преобразовано в изображение $I(x_n, y_n, z_n)$ в декартовых координатах, где I - интенсивность отраженного сигнала. В проекционной

плоскости РЛИ будет представлено в виде $I(x_n, y_n)$.

Для данных геометрических преобразований необходимо, чтобы РЛИ в моменты времени t_0, t_1, \dots, t_n содержали информацию по всем трем полярным координатам. Геометрическим преобразованиям подвергаются трехмерные РЛИ в виде массивов данных $S_n(r_i, \beta_j, \alpha_k)$, $n = 0, 1, 2, \dots$, представляющих амплитуду отраженного сигнала в каждом i, j, k - м элементе диаграммы направленности антенны. В каждый момент времени РЛИ представляет собой матрицу $S_{РЛИ}(i, j, k)$ с размерностями $i = 1, N; j = 1, M; k = 1, K$.

При использовании в качестве датчика РЛИ БРЛС с фазокодовой модуляцией, работающей в режиме обзора земной поверхности, результаты измерений интенсивностей отраженного сигнала выдаются в полярных координатах: наклонная дальность r азимут и α . ТВИ (ТПВИ) содержат отсчеты интенсивности в координатах азимут и угол места β . Таким образом, возникает задача формирования трехмерного РЛИ. Данную задачу предлагается решать с использованием ЦКМ.

Для привязки текущего РЛИ к ЦКМ предлагается использовать эталонные РЛИ, подготовленные заранее для заданного района полета. Эталонные РЛИ предполагается хранить в бортовой базе в специальном формате, позволяющем ассоциировать РЛИ с параметрами ориентации ЛА в пространстве и его географическими координатами. Текущие и эталонные РЛИ совмещаются с использованием корреляционно-экстремальных алгоритмов. В качестве критериальной функции используется нормированная взаимная корреляционная функция [4].

В результате данного этапа производится привязка текущего РЛИ к ЭИ, ассоциированному с определенным участком местности (район полета) (рисунок 2).



Рисунок 2 – Привязка РЛИ к ЦКМ

Для получения трехмерных РЛИ в виде массивов данных $S_n(r_i, \beta_j, \alpha_k)$ производится расчет координат соответствующих точек рельефа $M' \{x_m, y_m, z_m\}$ в системе координат, связанной с центром масс ЛА.

Концепция системы совместной обработки информации от СТЗ ЛА. Основные стадии работы системы улучшенного зрения заключаются в следующем:

– создание виртуальной модели местности (ВММ). ВММ формируется при предполетной подготовке на основе данных цифровой карты местности с учетом возможных навигационных параметров ЛА [5];

– предварительная обработка в реальном времени текущих изображений (ТИ) от СТЗ (фильтрация, контрастирование, сегментация, выделение и формирование характерных признаков);

– приведение ТИ различных СТЗ к единому масштабу и формату;

– комплексирование (слияние) ТИ различных СТЗ (например, ТВ и ТПВ или ТПВ и РЛС миллиметрового диапазона волн) в одно улучшенное ТИ, обладающее повышенной информационной насыщенностью;

– совмещение (привязка) ТИ с применением корреляционно экстремальных методов, где в качестве эталонного изображения используется соответствующая проекция ВММ;

– распознавание объектов на изображениях, полученных от разных подсистем СТЗ, определение их характеристик и унификация с базой знаний для получения дополнительной информации об объектах такого рода;

– построение синтезированного изображения подстилающей поверхности на основе совмещения ТИ и ВММ, на котором максимально эффективно и полно отображена вся доступная информация об окружающей обстановке ЛА, такая как рельеф местности, статические и дина-

мические объекты с определенными для них характеристиками;

– визуализация улучшенного либо синтезированного изображений закабинного пространства совместно с навигационной информацией на бортовых индикаторах, в качестве которых могут выступать многофункциональные индикаторы на приборной панели, индикаторы на лобовом стекле и нащлемные индикаторы.

Заключение. В результате работы проанализированы технические возможности сенсоров, выделены информативные особенности информации от каждого сенсора с точки зрения ее использования в системах улучшенного зрения ЛА, предложена концепция совместной обработки информации от систем технического зрения летательного аппарата.

Библиографический список

1. Алфимов С.М. Перспективные направления развития базовых военных технологий в области создания систем управления и обработки информации. //Мехатроника, автоматизация, управление № 2, 2008.
2. Foyle D.C., Ahumada A.J., Larimer J., Sweet B.T. Enhanced/synthetic vision systems: Human factors research and implications for future systems. SAE Transactions: Journal of Aerospace, 101, 2007, 1734-1741.
3. Бабаев С.И., Костров Б.В., Логинов А.А. Совмещение радиолокационной и телевизионной (тепловизионной) информации //Тез. докладов 2-й Всерос. НПК «Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2010». Муром, 2010. С. 41-42.
4. Бабаев С.И., Елесина С.И., Костров Б.В. Сравнение модифицированного поискового и генетического алгоритмов нахождения глобального экстремума в интеллектуальных системах навигации //Вопросы радиоэлектроники. Сер.ОТ, 2010, июль, Вып. 1. С. 145-152.
5. Костяшкин Л.Н., Бабаев С.И., Логинов А.А., Павлов О.В. Технологии систем улучшенного/ синтезированного зрения для управления летательными аппаратами // Техническое зрение в системах управления мобильными объектами, 2011. Вып. 4 / под ред. Р.Р. Назирова. С 45-56.

УДК 681. 518. 3: 616-07

Н.С. Точилина

УСТРАНЕНИЕ ДЕЙСТВУЮЩИХ НА ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛ НИЗКОЧАСТОТНЫХ АДДИТИВНЫХ ПОМЕХ

Предложены новые способы устранения типовых аддитивных помех, действующих на электрокардиосигнал (ЭКС), основанные на выделении отсчетов ЭКС на TP-сегменте. Показано, что используя фильтрационный способ восстановления, можно выделить сигналы помех и посредством их

вычитания из исходного сигнала смеси ЭКС с помехами освободить от их влияния электрокардиосигнал.

Ключевые слова: электрокардиосигнал, предварительная обработка, дрейф изолинии, сетевая помеха, фильтрация.

Введение. При автоматическом исследовании параметров электрокардиосигнала одной из важнейших операций предварительной обработки является устранение действующих на него низкочастотных аддитивных помех.

Одной из основных аддитивных низкочастотных помех, действующих на ЭКС, является дрейф изоэлектрической линии, обусловленный поляризацией электродов, влиянием дыхательных волн, переходными процессами при пропадании контакта электрода с телом и т. п.

В настоящее время известны два способа выделения дрейфа изолинии электрокардиосигнала, которые могут быть использованы при длительном мониторинге в режиме реального времени: фильтрационный и интерполяционный.

В первом случае низкочастотная аддитивная помеха устраняется с помощью фильтра верхних частот [1]. В этом случае происходит смещение всего сигнала ниже нулевой линии из-за потери постоянной составляющей при автоматической обработке, что влияет на точность измерения амплитуды зубцов. Кроме того, искажаются параметры ST-сегмента, поскольку частотный спектр дрейфа изолинии, как правило, почти полностью совпадает с частотным спектром ST-сегмента.

Во втором случае в каждом кардиоцикле выделяются опорные точки, обычно на PQ-сегменте, и через них проводятся аппроксимирующие полиномы, описывающие дрейф изолинии с определенной погрешностью [2]. Следует отметить, что эта погрешность аппроксимации является методической, то есть принципиально неустранимой. Кроме того, не всегда в электрокардиосигнале присутствует явно выраженный и лежащий на изолинии PQ-сегмент, что затрудняет выделение опорных точек. Частота опроса сигнала дрейфа изолинии определяется частотой сердечных сокращений, поэтому при увеличении частоты сигнала дрейфа изолинии ухудшается точность его восстановления, а при достижении частотой сигнала дрейфа изолинии значения, равного половине частоты сердечных сокращений, восстановление становится принципиально невозможным.

В последнее время развиваются способы устранения дрейфа изолинии, основанные на применении вейвлет-преобразования [3]. При этом используются алгоритмы с прореживанием по частоте, и на каждом последующем этапе преобразованию подвергается низкочастотная

составляющая сигнала, полученная на предыдущем этапе. Применение подобного метода при длительном мониторинге в режиме реального времени связано с определенными трудностями, обусловленными необходимостью накапливать достаточно большие массивы данных.

Также типовой аддитивной помехой, действующей на электрокардиосигнал, является наводка от промышленной сети питания. Ослабление влияния аддитивной помехи от промышленной сети на электрокардиосигнал является одной из важнейших операций предварительной обработки при автоматическом исследовании электрокардиосигнала. Оно осложнено тем, что частота промышленной сети входит в диапазон частот, занимаемых электрокардиосигналом.

Наиболее распространены способы устранения аддитивной помехи от промышленной сети питания, основанные на фильтрации этой помехи.

Чаще всего применяется способ устранения аддитивной помехи, основанный на низкочастотной фильтрации электрокардиосигнала [4]. Недостатком данного способа является то, что вместе с аддитивной помехой из смеси ЭКС и помехи удаляется часть спектральных составляющих электрокардиосигнала. Подавление составляющих в высокочастотной части спектра ЭКС приводит, в свою очередь, к искажению формы ЭКС на выходе фильтра, что может повлиять на результаты анализа ЭКС.

Также используется способ устранения аддитивной помехи от промышленной сети питания заграждающим (режекторным) фильтром с центральной частотой, равной частоте сигнала промышленной сети 50 Гц [2]. Однако и в данном случае искажается часть полезных составляющих электрокардиосигнала, так как в спектре истинного электрокардиосигнала содержатся составляющие с частотой, равной частоте промышленной сети, и при прохождении ЭКС через заграждающий фильтр вместе с помехой от этой сети подавляются и полезные составляющие ЭКС, что также может повлиять на результаты анализа ЭКС.

Цель работы - повышение качества устранения действующих на электрокардиосигнал аддитивных помех и, как следствие, повышение точности определения информативных параметров при автоматическом анализе ЭКС.

Выделение отсчетов ЭКС на TP-сегменте. В связи с недостатками существующих способов

устранения аддитивных низкочастотных помех, действующих на электрокардиосигнал, предложены способы, основанные на выделении отсчетов ЭКС на TP-сегменте.

Поскольку TP-сегмент соответствует электрической диастолы сердца и при отсутствии помех лежит на нулевой линии, то если на электрокардиосигнал действует низкочастотная аддитивная помеха, на отрезке ЭКС между зубцами T и P присутствует только сигнал этой помехи.

Таким образом, отсчеты электрокардиосигнала, взятые на TP-сегменте, будут являться дискретными отсчетами действующих на него помех.

Устранение дрейфа изолинии. Для устранения дрейфа изолинии на TP-сегменте выделяются отсчеты ЭКС, которые в данном случае являются дискретными отсчетами сигнала дрейфа изолинии и представляют собой модулированные по амплитуде прямоугольные импульсы, следующие с частотой сердечных сокращений (рисунок 1, а). Для этого используется блок выделения отсчетов ЭКС на TP-сегменте, который может быть выполнен в виде устройства [5].

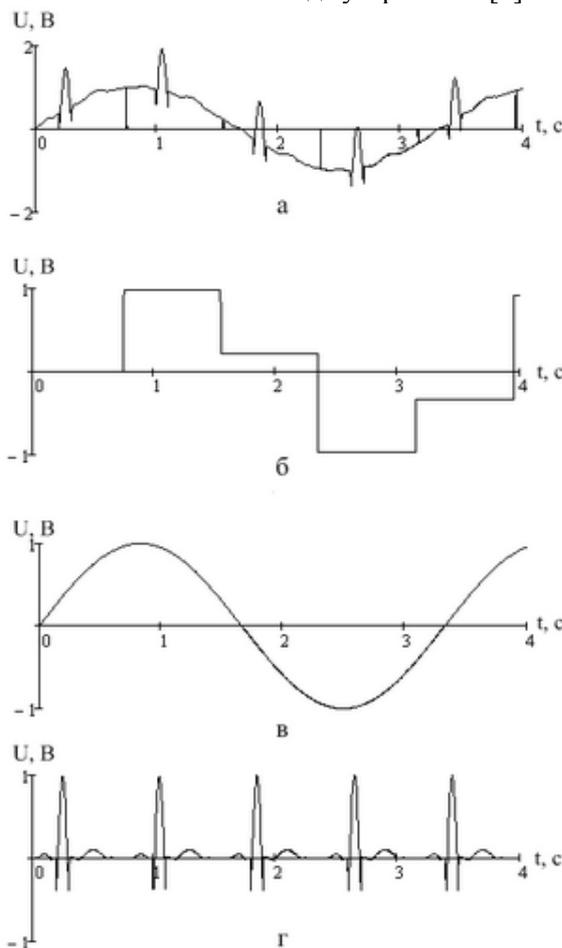


Рисунок 1 – Устранение дрейфа изолинии:
 а – отсчеты ЭКС на TP – сегменте; б – преобразование отсчетов в АИМ-2; в – восстановленный сигнал дрейфа изолинии; г – ЭКС после устранения дрейфа изолинии

Структурная схема устройства для реализации предложенного способа представлена на рисунке 2 [6].

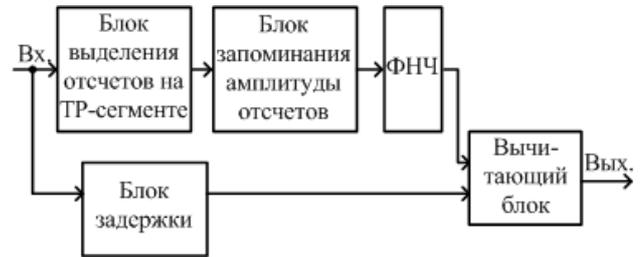


Рисунок 2 – Структурная схема устройства устранения дрейфа изолинии

Спектр последовательности таких импульсов содержит в нулевой спектральной зоне составляющие, определяющие исходный непрерывный сигнал [7]:

$$\begin{aligned}
 U(t) = & U_0 \frac{\tau}{T} + mU_0 \frac{\tau}{T} \cos 2\pi F_C t + 2U_0 \frac{\tau}{T} \times \\
 & \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T}}{k \frac{\tau}{T}} \cdot \cos 2k\pi F_{onp} t + mU_0 \frac{\tau}{T} \times \\
 & \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T}}{k\pi \frac{\tau}{T}} \cdot \cos 2\pi (kF_{onp} \pm F_C) t,
 \end{aligned} \quad (1)$$

где U_0 – амплитуда немодулированных импульсов; τ – длительность импульса; T – период дискретизации; F_{onp} – частота опроса; F_C – частота модулирующего сигнала; m – коэффициент модуляции.

Исходный непрерывный сигнал может быть восстановлен, если дискретные отсчеты этого сигнала пропустить через фильтр нижних частот (ФНЧ) с полосой частот пропускания, определяемой шириной частотного спектра непрерывного сигнала. На выходе фильтра при этом выделяется полезная составляющая, которая в данном случае является сигналом помехи:

$$S(t) = Ud(t) \frac{\tau}{T}, \quad (2)$$

где τ – длительность отсчета, T – период дискретизации (длительность цикла сердечных сокращений), $Ud(t)$ – исходный непрерывный сигнал.

Как видно из выражения (2), выходной сигнал фильтра оказывается ослабленным в T/τ раз. Последующим усилением можно довести этот сигнал до уровня исходного непрерывного сигнала.

Другим, более удобным для практической реализации, способом является предварительное

преобразование дискретных отсчетов сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией 1-го рода (АИМ-1) к виду с амплитудно-импульсной модуляцией 2-го рода (АИМ-2) [8]:

$$U(t) = U_0 \frac{\tau}{T} + m U_0 \frac{\tau}{T} \frac{\sin \pi F_C \tau}{\pi F_C \tau} \cos 2\pi F_C t + 2U_0 \frac{\tau}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T}}{k\pi \frac{\tau}{T}} \cdot \cos 2k\pi F_{\text{онп}} t + m U_0 \frac{\tau}{T} \times \quad (3)$$

$$\times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \pi (kF_{\text{онп}} \pm F_C) \tau}{\pi (kF_{\text{онп}} \pm F_C) \tau} \cdot \cos 2\pi (kF_{\text{онп}} \pm F_C) t.$$

В данном случае $\tau \approx T$, поэтому амплитуда полезной составляющей в спектре сигнала практически равна амплитуде исходного сигнала и не требует последующего дополнительного усиления сигнала. Преобразование дискретных отсчетов сигнала к виду АИМ-2 представлено на рисунке 1, б.

Для реализации данной процедуры используется блок запоминания амплитуды отсчета до наступления следующего. Полученный сигнал подается на фильтр нижних частот.

Для исключения искажений, связанных с нелинейностью фазо-частотной характеристики ФНЧ, необходимо применять фильтры с конечной импульсной характеристикой, то есть нерекурсивные фильтры, поскольку они имеют линейную фазо-частотную характеристику. Кроме того, для таких фильтров время задержки однозначно определяется длительностью импульсной характеристики фильтра и равно половине этой длительности.

Фильтрация полученного сигнала позволяет получить восстановленный сигнал дрейфа изолинии с амплитудой, практически равной амплитуде исходного непрерывного сигнала, без дополнительного усиления (рисунок 1, в).

При фильтрации сигнала происходит его задержка, поэтому исходный сигнал также необходимо задержать на время, равное времени запаздывания фильтра. Для этого используется блок задержки. С помощью вычитающего блока из исходной задержанной смеси ЭКС и сигнала помехи производится вычитание выделенного сигнала дрейфа изолинии, что позволяет устранить последний, освободив от его влияния электрокардиосигнал (рисунок 1, г).

Устранение наводки от промышленной сети питания. Для устранения аддитивной помехи от промышленной сети на ТР-сегменте электрокардиосигнала в каждом цикле сердечных сокращений выделяется участок, длительность которого пропорциональна периоду сете-

вой помехи:

$$\tau = n \cdot T_C, \quad (4)$$

где $n = 1, 2, \dots, \text{int}(T_{\text{ТРмин}}/T_C)$ – коэффициент, указывающий, сколько периодов сигнала промышленной сети укладывается в длительности выделенного участка ЭКС; $\text{int}(a/b)$ – означает взятие целого от деления a на b ; T_C – период колебаний сигнала промышленной сети; $T_{\text{ТРмин}}$ – минимальная длительность ТР-сегмента электрокардиосигнала. Для этого исходный сигнал смеси ЭКС с помехой подается на блок выделения отсчетов ЭКС на ТР-сегменте.

Структурная схема устройства для реализации предложенного способа представлена на рисунке 3 [9].

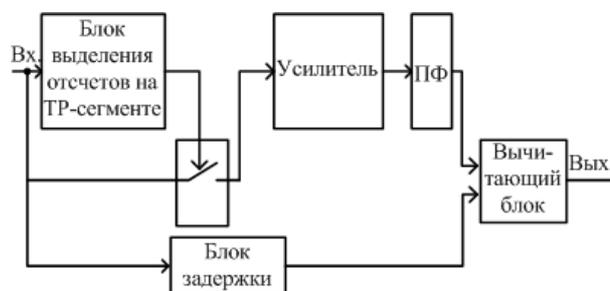


Рисунок 3 – Структурная схема устройства устранения наводки от промышленной сети питания

На выделенных участках формируется последовательность пачек импульсов с амплитудной манипуляцией, заполненных сигналом с частотой промышленной сети (рисунок 4, б).

В спектре данной последовательности присутствуют частота сигнала заполнения прямоугольных импульсов, в данном случае это частота сигнала промышленной сети 50 Гц, и боковые составляющие, образованные спектральными составляющими модулирующих прямоугольных импульсов длительностью τ [7].

$$U(t) = \frac{\tau}{T} \sin 2\pi f_C t + \frac{\tau}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T}}{k\pi \frac{\tau}{T}} \times \quad (5)$$

$$\times \cos 2\pi (f_C \pm kF) t,$$

где τ – длительность импульса, T – период следования импульсов, f_C – частота сигнала сетевой помехи, F – частота следования импульсов.

Сформированную последовательность отсчетов подают на полосовой фильтр с центральной частотой, равной частоте промышленной сети. При прохождении сформированной последовательности отсчетов ЭКС через полосовой фильтр на выходе фильтра выделится только сигнал помехи 50 Гц, так как в спектре фильтруемой последовательности отсутствуют

составляющие ЭКС, поскольку на ТР-сегменте ЭКС имеет, как было отмечено выше, нулевое значение.

После фильтрации амплитуда восстановленного сигнала меньше амплитуды исходного сигнала помехи, поэтому сигнал выделенной помехи необходимо усилить (рисунок 4,в) и после усиления вычесть из предварительно задержанного исходного сигнала смеси ЭКС с помехой, для чего используется блок задержки.

Вычитание выделенного и усиленного сигнала промышленной частоты из исходной задержанной смеси ЭКС и сигнала помехи существенно ослабляет влияние последнего на электрокардиосигнал (рисунок 4,г).

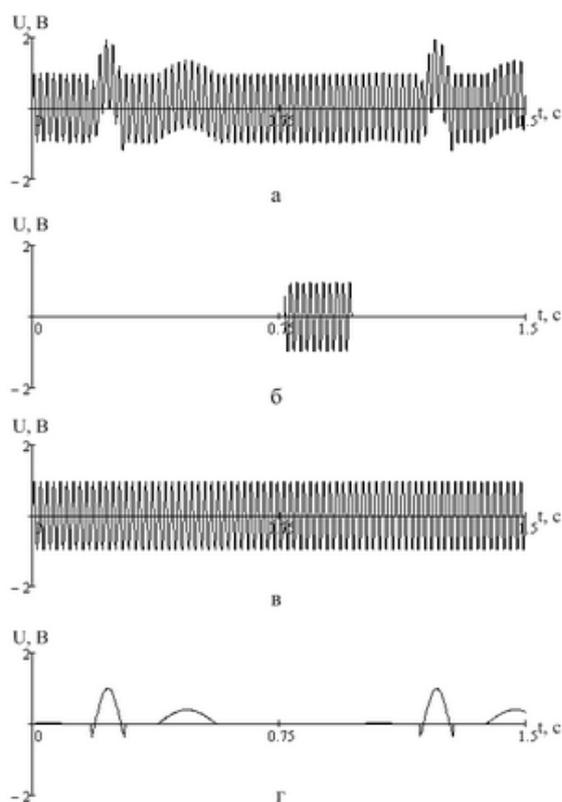


Рисунок 4 – Устранение наводки от промышленной сети питания: а – «чистый» электрокардиосигнал; б – смесь ЭКС с помехой; в – последовательность пачек импульсов, сформированных на ТР-сегменте; г – восстановленный сигнал помехи; д – ЭКС после устранения помехи

Предложенный способ позволяет ослабить влияние помехи от промышленной сети питания на электрокардиосигнал, не искажая при этом составляющие ЭКС, частота которых равна частоте промышленной сети, так как этих составляющих нет в спектре фильтруемой последовательности.

Заключение. В статье предложены способы и реализующие их устройства, которые позволяют устранить типовые аддитивные помехи, действующие на электрокардиосигнал, при сохранении информативных составляющих ЭКС в диапазонах частот от 0,05 Гц до 0,5 Гц и от 48Гц до 52 Гц.

Библиографический список

1. Кравченко В.Ф., Попов А.Ю. Дискретизация и цифровая фильтрация электрокардиограммы // Зарубежная радиоэлектроника. 1996. № 1. С. 38-44.
2. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ / А.Л. Барановский, А.Н. Калинин, Л.А. Манило и др.: Под ред. А.Л. Барановского и А.П. Немирко. М.: Радио и связь, 1993. 248 с. (С. 195-200)
3. Мурашов П.В. Алгоритм устранения низкочастотных помех электрокардиограммы при помощи вейвлет-преобразования // Известия ЛЭТИ. Серия «Биотехнические системы в медицине и экологии». СПб., 2003. Вып. 1. 20-23.
4. Рангайян Р.М. Анализ биомедицинских сигналов. М.: Физматлит, 2007. 440 с.
5. Патент РФ № 2237432, А61В5/02. Устройство для выделения начала кардиоцикла / О.А. Зуйкова, А.А. Михеев // Открытия. Изобретения. 2004. № 28.
6. Заявка № 2010107402. Способ устранения дрейфа изоэлектрической линии электрокардиосигнала / О.В. Мельник, А.А. Михеев, Н.С. Штрунова // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 25.
7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
8. Борисов Ю.П., Пенин П.И. Основы многоканальной передачи информации. М.: Связь, 1967. 435 с.
9. Патент РФ № 2428107, А61В5/0402. Способ подавления влияния аддитивной помехи на электрокардиосигнал и устройство для его осуществления / О.В. Мельник, А.А. Михеев, Н.С. Штрунова // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 25.

УДК 621.391.037.372

*М.Ю. Конышев, А.В. Панкратов, С.А. Просолупов***МЕТОДИКА ДЕКОДИРОВАНИЯ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ
В МУЛЬТИПЛЕКСНЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ**

Рассмотрена модель дискретного мультиплексного канала, учитывающая марковские свойства уплотненных источников сообщений и источника ошибок. Предложена методика декодирования сверточных кодов, включающая способ оценивания статистических характеристик источника ошибок и источников сообщений в уплотненных каналах мультиплексного потока на основе анализа апостериорной информации относительно регулярных последовательностей. Описаны способ оценивания статистических характеристик потока ошибок на основе анализа оценок выживших путей декодера сверточных кодов и алгоритм декодирования сверточных кодов по максимуму апостериорной вероятности. Применение методики позволяет получить энергетический выигрыш до 2,2 дБ для несистематического сверточного кода (133, 171) в диапазоне отношений сигнал – шум на входе демодулятора 3...5 дБ.

Ключевые слова: сверточные коды, мультиплексирование, дискретный канал связи, марковские цепи, критерий максимума апостериорной вероятности.

Введение. Современное состояние телекоммуникационной (ТК) отрасли характеризуется значительным увеличением объемов передаваемой информации и, как следствие, повсеместным использованием технологий мультиплексирования, позволяющих объединить в одном информационном потоке сообщения нескольких источников сообщений (ИС). При этом в условиях ограничений на частотный ресурс важнейшими составляющими, определяющими результаты конкуренции производителей ТК оборудования, являются разработка и внедрение новых эффективных методов передачи и приема информации, позволяющих обеспечить заданный уровень достоверности приема сообщений.

Одним из перспективных направлений решения задачи повышения достоверности приема сообщений в системах передачи информации (СПИ) является разработка новых моделей, методов и методик, позволяющих снять неадекватные реальной ситуации ограничения в виде равномерного закона распределения вероятностей (РВ) символов передаваемого сообщения и биномиального закона РВ символов потока ошибок в дискретном канале связи (ДКС) [1].

Это связано с тем, что потоки ИС и источника ошибок (ИО) в ДКС часто обладают памятью, а отсутствие нагрузки в уплотненных каналах мультиплексных цифровых потоков (МЦП) приводит к дополнительному увеличению избыточности.

Ранее вопросы использования статистичес-

кой избыточности ИС в задачах повышения достоверности приема дискретных сообщений достаточно подробно были рассмотрены в [2], а вопросы описания ИО – в [3]. Однако возможности учета статистических характеристик ИС и ИО на этапе декодирования помехоустойчивых кодов пока остаются недостаточно исследованными. С целью конкретизации сформулированной задачи рассмотрим данный вопрос на примере сверточных кодов (СК) в системах спутниковой связи (ССС).

Несмотря на активное внедрение турбокодов [4], применение СК с декодированием по алгоритму Витерби [5, 6], оптимального по критерию максимального правдоподобия, является фактически стандартом [7]. Повышение эффективности таких СПИ требует применения декодеров, более полно учитывающих динамически изменяющуюся во времени статистическую информацию относительно РВ информационного процесса и мешающего воздействия [8]. Однако использование известного алгоритма декодирования СК по критерию максимума апостериорной вероятности (МAB) [4] на практике затрудняется вследствие отсутствия априорной информации относительно законов РВ оцениваемых случайных процессов – потоков сообщений и ошибок.

Приведенные замечания в совокупности с требованиями к качеству предоставляемых ТК услуг определяют актуальность постановки задачи повышения достоверности приема сообще-

ний, передаваемых по мультиплексным каналам в ССС, что требует обращения к методам оценивания на основе учета избыточности и априорной информации о структуре МЦП.

Цель работы состоит в повышении достоверности приема сообщений в каналах СПИ с мультиплексированием и сверточным кодированием на основе учета статистических характеристик ИС в уплотненных каналах и ИО в ДКС.

Постановка задачи. Пусть на вход декодера СК поступает поток

$$Y(t) = \theta(\Phi(A(t))) \oplus E(t), \quad (1)$$

где $A(t)$ – МЦП; θ – оператор, описывающий закон сверточного кодирования; Φ – оператор, описывающий закон скремблирования; $E(t)$ – поток ошибок; t – дискретное время; \oplus – сложение по модулю 2.

Требуется: на основе априорной информации относительно структуры МЦП, законов θ , Φ и оценок РВ ИО $\{\hat{p}(e_j)\}$ и уплотненных в МЦП потоков ИС $\{\hat{p}(a_i)\}$ разработать методику декодирования СК, обеспечивающую

$$P_{ош}(T_{дек} \leq T_{зад}) \geq P_{зад}, \quad (2)$$

где $P_{ош}$ – вероятность ошибочного декодирования символа сообщения, $T_{зад}$ – максимально допустимое время декодирования, $P_{зад}$ – минимально допустимая вероятность ошибки декодирования. При этом приняты следующие ограничения.

1. В СПИ используется аддитивное скремблирование (АС).

2. Условия приема позволяют обеспечить идеальную тактовую и цикловую синхронизацию.

3. Структура МЦП не зависит от времени (в СПИ используется статическое мультиплексирование).

4. Априорная неопределенность относительно структуры МЦП и скремблирующей последовательности отсутствуют.

С целью решения поставленной задачи обратимся к модели ДКС с мультиплексированием и СК.

Модель дискретного мультиплексного канала связи со сверточным кодированием. Представим процесс передачи информации в СПИ с мультиплексированием в виде структурной модели (рисунок 1).

Здесь ДКС образуют совокупность устройств между множеством уплотненных в МЦП ИС и входом декодера СК. Приняты следующие обозначения: ИС – источник сообщений; КИ – кодер источника; У – устройство уплотнения

(мультиплексор); С – скремблер; КК – кодер канала; М – модулятор; НК – непрерывный канал связи; ДМ – демодулятор; ДК – декодер канала; ДС – дескремблер; ДУ – устройство разуплотнения (демультиплексор); ДИ – декодер источника; ПС – получатель сообщений.

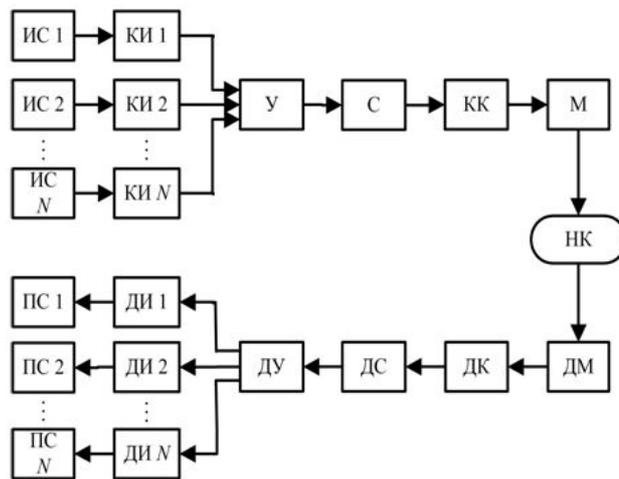


Рисунок 1 – Структурная модель тракта передачи информации в системе передачи информации с мультиплексированием

Широко известно допущение [2, 3], что большинство сообщений реальных ИС являются эргодическими последовательностями, у которых корреляционные связи распространяются на конечное число элементов. Универсальный подход к посимвольному описанию стационарных дискретных процессов состоит в задании n -мерных условных (переходных) вероятностей различных значений этого процесса на i -й позиции при известных значениях на n предшествующих позициях $p(a_i / a_{i-1}, \dots, a_{i-n})$ или $(n+1)$ -мерных совместных вероятностей различных значений процесса на $n+1$ смежных позициях $p(a_{i-n}, \dots, a_i)$ [9].

С другой стороны, структура МЦП в СПИ со статическим мультиплексированием определяется законом мультиплексирования [10], отражающим закрепление временных интервалов за ИС, формирующими сообщение в групповом сигнале

$$M(t_u) = h, \quad (3)$$

где t_u – порядковый номер бита в цикле МЦП; h – номер ИС, символ сообщения которого передается t_u -м битом в цикле МЦП. Здесь и далее под сообщением ИС понимается сообщение на выходе кодера ИС.

Определим реализацию сообщения h -го ИС на длине цикла МЦП в виде:

$$A^h(t) = (a_1^h, a_2^h, \dots, a_{n_h}^h), \quad (4)$$

где a_i^h – i -й символ сообщения h -го ИС; n_h – число символов h -го ИС, передаваемых в цикле МЦП.

Тогда, учитывая структуру МЦП в СПИ со статическим мультиплексированием, МЦП следует представить выражением:

$$A(t) = (a_1^1(1), a_1^2(2), \dots, a_{mn}^N((m+1)T_u)), \quad (5)$$

где $a_i^h(t)$ – i -й символ в сообщении h -го ИС, расположенный на позиции t в МЦП; N – число ИС, уплотненных в МЦП; T_u – длина цикла МЦП.

Соответствующая структурная модель МЦП представлена на рисунке 2.

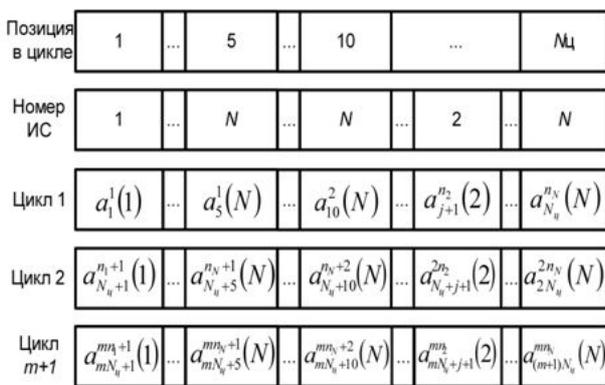


Рисунок 2 – Структурная модель мультиплексного цифрового потока

Несложно показать, что избыточность группового сообщения зависит как от степени сжатия сообщений в уплотненных каналах, так и от значения коэффициента использования пропускной способности мультиплексного канала, определяемого выражением

$$R_{МЦП} = \frac{1}{T_u} \sum_{h=1}^N n_h, \quad (6)$$

где n_h полагается равным 0 при отсутствии нагрузки в уплотненном канале h -го ИС.

Известно [8], что для устранения избыточности ИС необходимо кодировать не отдельные символы, а их длинные наборы. Поскольку потребители ТК услуг на практике ограничены некоторой заранее заданной степенью сжатия сообщения, определяемой требованиями к временным затратам при имеющемся вычислительном ресурсе, в сообщении на выходе кодера источника сохраняется некоторая доля избыточности, обусловленная корреляционными связями между символами сообщений. Тогда, с учетом структуры МЦП и корреляционных связей между символами сообщений в уплотненных каналах, вероятность значения t -го бита в МЦП $A(t)$,

выделенного для передачи информации h -го ИС, определим выражением:

$$p(a(t)) = p(a(t) / a_{i-n}^h(j), \dots, a_{i-1}^{h'}(j')), \quad (7)$$

где j, j' – порядковые номера бит МЦП, выделенных h -му ИС непосредственно перед t -м битом; i – порядковый номер бита в сообщении h -го ИС; n – порядок цепи Маркова [9].

Далее согласно рисунку 1 МЦП $A(t)$ с РВ, определяемым (7), поступает на скремблер. При выполнении ограничения 1 $A(t)$ однозначно определяет последовательность $B(t)$ на выходе АС

$$B(t) = A(t) \oplus M, \quad (8)$$

где $M = (m_0, m_1, \dots, m_T)$ – псевдослучайная последовательность (ПСП) АС; T – период ПСП АС.

Для известной M , с учетом свойств операции сложения в поле $GF(2)$, для t -го бита последовательности $B(t)$ справедливо значение вероятности, определяемое (7), для последовательности $A(t)$:

$$p(b(t)) = p((a(t) \oplus m_l)), \quad (9)$$

где m_l – l -й символ ПСП M .

Таким образом, вероятность t -го бита последовательности на выходе АС $p(b(t))$ зависит от вероятности t -го бита МЦП $p(a(t))$ и значения l , определяющего смещение суммируемого с $a(t)$ бита ПСП m_l относительно начала ПСП АС.

Рассмотрим ДКС, образованный между входом помехоустойчивого кодера (выходом АС) и выходом декодера СК. На вход кодера поступают комбинации из k двоичных символов $b_i = (b(t), b(t+1), \dots, b(t+k+1))$ из множества $B = \{b_i\}, i = 0, \dots, 2^k - 1$. Распределение вероятностей комбинаций b_i зависит от позиции t и определяется выражением:

$$p(b_i) = \prod_{j=t}^{t+k-1} p(b(j)). \quad (10)$$

Кодер канала преобразует каждую поступающую на вход комбинацию b_i по закону θ в разрешенную комбинацию кода x_i длиной n символов из множества $X = \{x_i\}, i = 0, \dots, 2^k - 1$. Поскольку преобразование сообщения в код является взаимно однозначным отображением, $p(B) = p(X)$, РВ комбинаций помехоустойчивого кода x_i , первые символы которых расположены на позициях $t' = t/R$ (R – скорость кода),

также определяется выражением (10).

При передаче кодированного сообщения по каналу связи на него действуют шумы и помехи, которые представим в виде двоичной комбинации потока ошибок на выходе ИО e_s длиной n символов из множества $E = \{e_s\}, s = 0, \dots, 2^n - 1$ с заданным на нем РВ $p(E) = \{p(e_0), p(e_1), \dots, p(e_{2^n-1})\}$. В результате искажений, возникающих при передаче сообщения по непрерывному каналу, на вход декодера поступают комбинации длины n из множества $Y = \{y_0, y_1, \dots, y_{2^n-1}\}$, с РВ $p(Y) = \{p(y_0), p(y_1), \dots, p(y_{2^n-1})\}$.

Поскольку каждая комбинация $y_d, d = 0, \dots, 2^n - 1$ может являться результатом сложения в поле $GF(2)$ любой из разрешенных комбинаций кода x_i с некоей e_s , вероятность y_d определим в виде:

$$p(y_d) = \sum_{i=0}^{2^k-1} p(x_i, e_s = y_d \oplus x_i), \quad (11)$$

где $p(x_i, e_s = y_d \oplus x_i)$ – совместная вероятность разрешенной комбинации x_i и комбинации ошибки e_s на входе декодера, переводящей x_i в принятую комбинацию y_d ; \oplus – операция сложения по модулю 2. Так как множества разрешенных комбинаций кода, комбинаций ошибок и комбинаций, поступающих на вход декодера, соотносятся как $X \subset Y = E$, то для случая, когда ИС и ИО независимы:

$$p(y_d) = \sum_{i=0}^{2^k-1} p(x_i) p(e_s = y_d \oplus x_i). \quad (12)$$

Далее декодер канала преобразует поступающие на вход комбинации из множества Y в комбинации из множества B в соответствии с некоторым алгоритмом декодирования F , который представим в виде оператора $F(y_d) = \hat{b}_i$, заданного на интервале $[0; 2^n - 1]$.

Поскольку $\forall y_d = \forall x_i \oplus e_s$, где $e_s = y_d \oplus x_i$, а множества B и X – взаимно однозначные отображения, справедлива запись $F(y_d) = F(x_i, e_s) = \hat{x}_j$, аналогичная $F(y_d) = \hat{b}_j$. В случае СК \hat{b}_j представляет собой последовательность символов передаваемого сообщения, соответствующую оцениваемой последовательности y_d длиной τ [5], где τ – глубина декодирования (длина пути по решетке кода, на которой принимается решение декодером). При наличии информации относительно РВ ИС и ИО

декодер, как правило, строят на основе одного из критериев Байесова класса – максимума апостериорной вероятности или минимума среднего риска. В последнем случае предъявляются высокие требования к вычислительной сложности, в связи с чем практическая реализация алгоритмов декодирования на его основе затруднительна. Исходя из данного замечания, рассмотрим декодирование СК на основе алгоритма по критерию МАВ.

Декодирование сверточных кодов по критерию максимума апостериорной вероятности. Алгоритм декодирования, реализующий критерий МАВ [4]

$$\hat{b} = \arg \max_i \sum_{j=0}^M \sum_{l=0}^M p(b_i) p(\hat{b}_j / b_i), \quad (13)$$

где b_i – переданное сообщение; \hat{b} – сообщение на выходе декодера, позволяет учитывать статистические свойства ИС и ИО при обеспечении возможности реализации алгоритма декодирования с полиномиальной вычислительной сложностью за счет использования принципа динамического программирования Беллмана [11].

Суть алгоритма декодирования МАВ для СК заключается в нахождении наиболее вероятного пути по решетке кода. Путь представляет собой последовательность ребер на решетке кода. Вероятность ребра определяется выражением:

$$p_{reb} = p(x_i) p(y_d \oplus x_i), \quad (14)$$

где $p(x_i)$ – вероятность появления последовательности x_i на выходе кодера; $p(e_s) = p(y_d \oplus x_i)$ – вероятность комбинации ошибки e_s , являющейся результатом сложения в поле $GF(2)$ принятой комбинации y_d и x_i , соответствующей рассматриваемому ребру, а вероятность пути в текущем ребре на решетке СК – выражением:

$$p'(K) = p_{reb} p(K'), \quad (15)$$

где $p(K')$ – вероятность прохождения пути через узел K' решетки на предыдущем ярусе. Тогда в соответствии с критерием (13) правило выбора выжившего пути (ВП) из двух путей (для СК со скоростью кода $R = 0,5$), ведущих в узел K , определяется выражением:

$$K = \arg \max_{K=K1}^{K2} p'(K), \quad (16)$$

где $K1, K2$ – узлы решетки СК, из которых возможен переход в узел K , а правило выбора ВП из множества ВП, ведущих в каждый из узлов на шаге τ , определяется выражением:

$$K_{opt} = \arg \max_{K=0}^{2^n-1} p'(K). \quad (17)$$

При этом путь определяется номером узла решетки кода, которым заканчивается.

Таким образом, возможность использования алгоритма декодирования МАВ определяется наличием информации относительно статистических характеристик ИС и ИО. В условиях отсутствия априорной информации относительно РВ ИС и ИО целесообразно использовать в алгоритме декодирования их оценки. Такие оценки могут быть получены на основе использования информации о регулярных последовательностях, передаваемых в МЦП. К регулярным последовательностям отнесем комбинации, используемые для синхронизации МЦП, и комбинации стаффинга, передаваемые в уплотненных каналах МЦП при отсутствии нагрузки. Вопросы повышения достоверности приема на основе учета регулярных последовательностей, передаваемых в составе компонентных потоков, в некоторой степени рассмотрены в [12]. Однако, поскольку моменты наличия и отсутствия нагрузки в каждом из уплотненных каналов МЦП также априорно неизвестны, предложен способ определения уплотненных каналов без нагрузки.

Способ определения уплотненных каналов без нагрузки и комбинаций стаффинга в мультиплексном цифровом потоке. Используемая на практике аппаратура статического мультиплексирования [10] не учитывает отсутствия нагрузки в уплотненных каналах. В результате на практике значение коэффициента использования пропускной способности мультиплексного канала (6) больше нуля.

На рисунке 3 представлена процедура определения каналов без нагрузки в МЦП.

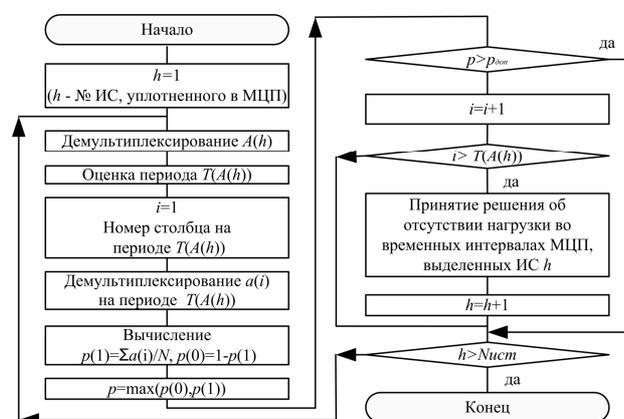


Рисунок 3 – Процедура определения каналов без нагрузки в МЦП

Процедура позволяет определить как временные интервалы, закрепленные за ИС, на вы-

ходе которого отсутствует нагрузка, на интервале наблюдения, так и вид комбинации стаффинга, передаваемой в моменты отсутствия полезной нагрузки.

Суть процедуры заключается в последовательном демультимплексировании потока каждого уплотненного канала, в оценке периода демультимплексированного потока, демультимплексировании подпотоков из потока уплотненного ИС на ранее оцененном периоде и в принятии решения об отсутствии полезной нагрузки. Решение принимается, если для всех подпотоков выполняется одно из условий: $p(0) > p_{oon}$ или $p(1) > p_{oon}$, где p_{oon} – заданный уровень вероятности ошибки. Комбинация стаффинга, используемая в уплотненном канале при отсутствии нагрузки, полагается равной комбинации, передаваемой на оцененном значении периода. Определение значения периода может быть реализовано, например, на основе вычисления функции автокорреляции [13] анализируемого цифрового потока.

Таким образом, предложенный способ позволяет частично снять неопределенность относительно передаваемых в МЦП сообщений. Наличие информации относительно регулярных последовательностей в МЦП позволяет получить оценки РВ комбинаций стационарного ИО и на их основе в случае систематического кода оценки РВ комбинаций ИС с нагрузкой следующим образом.

Способ оценивания статистических характеристик источника ошибок и источников сообщений в уплотненных каналах мультиплексного цифрового потока на основе анализа апостериорной информации относительно регулярных последовательностей. В случае ДКС без памяти, например, требуется получить оценки вероятностей ошибки и отсутствия ошибки, которыми согласно теореме Бернулли [13] являются относительные частоты событий. При этом полученные оценки удовлетворяют требованиям несмещенности, состоятельности и эффективности, а их точность и надежность зависят от объема обучающей выборки, определяемого на основе функции Лапласа [13]. Оценку вероятности комбинации ошибки заданной конфигурации несложно получить, используя формулу Бернулли. В случае ДКС с памятью ИО является марковским. Методы получения оценок максимального правдоподобия параметров марковских процессов рассмотрены в [14].

Для СК с $R = 0,5$ вероятность ребра на решетке кода для потока на входе декодера определяется (13), т. е. соответствующие вероятности

комбинаций ИС и ИО являются вероятностями комбинаций дибит. В случае систематического кода передаваемая последовательность наблюдается в явном виде на выходе кодера, что позволяет определить взаимосвязь вероятностей множеств наблюдаемых на входе декодера комбинаций $\{y_i\}$, комбинаций ИС $\{x_i\}$ и комбинаций ИО $\{e_i\}$ в виде системы линейных уравнений (СЛУ) вида:

$$\begin{cases} p(y_0) = \sum_{i=0}^3 p(x_i)p(y_0 \oplus x_i) \\ p(y_1) = \sum_{i=0}^3 p(x_i)p(y_1 \oplus x_i) \\ p(y_2) = \sum_{i=0}^3 p(x_i)p(y_2 \oplus x_i) \\ p(y_3) = \sum_{i=0}^3 p(x_i)p(y_3 \oplus x_i) \end{cases} \quad (18)$$

где $x_i, y_i = \{00,01,10,11\}, i = \overline{0, \dots, 3}$.

Решение представленной СЛУ несложно найти, например, методом Гаусса [15]. Таким образом, процесс оценивания статистических свойств ИС в уплотненных каналах МЦП сводится к демультиплексированию потока каждого уплотненного ИС из группового и решению СЛУ относительно переменных, представляющих собой вероятности дибит ИС при коэффициентах уравнений, являющихся вероятностями дибит ИО, полученных на основе оценок вероятностей, полученных по участкам МЦП, где передаются регулярные последовательности. Еще одним из путей решения проблемы преодоления априорной неопределенности относительно РВ оцениваемых случайных процессов является учет информации о надежности решений декодера. Рассмотрим предложенный в [16] новый способ оценивания вероятностей комбинаций ошибок на основе анализа информации, получаемой из декодера СК.

Способ оценивания статистических характеристик потока ошибок на основе анализа оценок выживших путей декодера Витерби. Одним из наиболее перспективных направлений развития теории и практики помехоустойчивого кодирования является турбокодирование [4], основанное на итеративном подходе, при котором производится обмен решениями и оценками надежности решений между несколькими декодерами. Однако для использования итеративного подхода код должен быть построен особым образом, причем обязательным элементом конструкции кода является перемежитель. Особенностью предложенного способа является возможность его применения к СК без изменения конструкции кода, которое требуется

для преобразования кода в турбокод, и внедрения в код дополнительной избыточности.

В известных алгоритмах декодирования СК Витерби и МАВ используется информация о метриках ВП, а информация о восстановленных декодером последовательностях кодированных символов $\hat{X}_t = (\hat{x}_{t,0}, \dots, \hat{x}_{t,\tau-1})$, соответствующих ВП с заданной τ для t -х начальных моментов построения путей, представленных на рисунке 4, не учитывается.

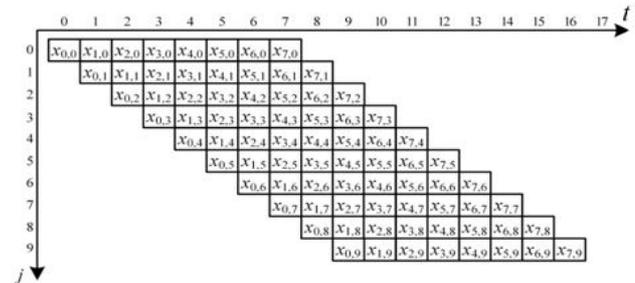


Рисунок 4 - Формирование оценок вероятностей ошибок при декодировании сверточных кодов на глубине $\tau = 8$

Суть предложенного способа заключается в вычислении на основе $\{\hat{X}_t\}$ оценок вероятностей дибит на t -й позиции потока ошибок $\hat{p}(c_t, t), c_t \in \{00,01,10,11\}$ в соответствии с выражением:

$$\hat{p}(c_t, t) = \frac{1}{\tau} \sum_{l=1}^3 \sum_{j=t-\tau}^t f(\hat{e}_{t-j, j}, c_t), \quad (19)$$

где $f(a, b)$ – индикаторная функция, принимающая значение 1 (0) при равенстве (неравенстве) дибит в выживших путях

$$f(a, b) = \begin{cases} 1, & \text{если } a = b \\ 0, & \text{если } a \neq b \end{cases} \quad (20)$$

При этом $\hat{e}_{t-j, j}$ – оценка дибита потока ошибок на позиции $t - j$ в ВП j

$$\hat{e}_{t-j, j} = y_t \oplus \hat{x}_{t-j, j}, \quad (21)$$

где y_t – дибит цифрового потока на входе декодера; $\hat{x}_{t-j, j}$ – дибит на позиции $t - j$ в ВП j .

Рассмотренный способ позволяет оценить надежности получаемых в декодере СК решений относительно ВП на основе статистической обработки информации о ВП. Полученные оценки надежности несложно использовать в процедуре итеративного декодирования СК на основе алгоритма МАВ. При этом рассмотренный способ фактически не накладывает ограничений на характер оценок на выходе демодулятора, т. е. применим как в случае «жесткого», так и «мягкого» выхода демодулятора.

В совокупности представленные выше результаты позволили предложить следующую методику декодирования СК в мультиплексных каналах связи.

Методика декодирования сверточных кодов в мультиплексных каналах связи. Методика представляет собой такую последовательность этапов.

1. Определение уплотненных каналов без нагрузки и комбинации стаффинга в них в МЦП.

2. Оценивание статистических характеристик ИО и ИС в уплотненных каналах МЦП на основе анализа информации относительно регулярных последовательностей в МЦП, полученной на этапе 1.

3. Декодирование СК по критерию МАВ с учетом полученных на этапе 2 оценок статистических характеристик ИО и ИС с выдачей на выход декодера информации о последовательностях кодированных символов, соответствующих ВП.

4. Оценивание статистических характеристик потока ошибок на основе обработки информации о последовательностях кодированных символов, соответствующих ВП, полученной при выполнении этапа 3, в соответствии с выражением (19).

5. Декодирование СК по критерию МАВ с учетом оценок статистических характеристик ИО, полученных при выполнении этапа 4.

Обсуждение полученных результатов. Анализ эффективности разработанной методики, проведенный как на основе натурального эксперимента, так и методом имитационного моделирования, позволил установить, что для наиболее распространенного несистематического СК (133, 171) в диапазоне отношений сигнал – шум на входе демодулятора 3,5...4,5 дБ при среднем значении коэффициента использования пропускной способности мультиплексного канала 0,8 энергетический выигрыш составляет 1,6 дБ по сравнению с использованием декодера сверточного кода, реализующего алгоритм Витерби. При анализе эффективности не производился учет статистических характеристик уплотненных каналов с нагрузкой в связи с использованием несистематического СК. Анализ вычислительной сложности методики показал ее незначительное (примерно в 3 раза) увеличение относительно алгоритма МАВ, что позволило сделать вывод о возможности реализации методики на основе современных программируемых логических интегральных схем (например, XC6VLX760 фирмы Xilinx) для потоков с технической скоростью передачи до 50 Мбит/с.

Заключение. В совокупности полученные

результаты позволили предложить в статье методику декодирования сверточных кодов в мультиплексных каналах связи, позволяющую повысить достоверность приема сообщений в каналах систем передачи информации с мультиплексированием и сверточным кодированием в диапазоне отношений сигнал – шум на входе демодулятора 3...5 дБ на 2,2...1 дБ по сравнению с использованием декодера сверточного кода, реализующего алгоритм Витерби на основе учета статистических характеристик источников сообщений в уплотненных каналах и источника ошибок в дискретном канале связи. Внедрение методики в аппаратуру систем спутниковой связи обеспечит повышение их энергетической эффективности, что позволит снизить требования к массогабаритным показателям техники связи спутников-ретрансляторов и в конечном итоге получить значительный экономический эффект.

Библиографический список

1. Коньшев М.Ю., Панкратов А.В., Шинаков С.В., Баранов С.В. Непараметрическое декодирование блочных кодов в каналах с негауссовыми шумами // Телекоммуникации. № 3. – М.: Наука и технологии, 2011. – С. 3 - 9.
2. Ростовцев Ю.Г. Исследование методов повышения достоверности связи за счет использования статистической избыточности сигналов. – Л.: ЛВИКА, 1965. – 279 с.
3. Блох Э.Л., Попов О.В., Турин В.Я. Модели источника ошибок в каналах передачи цифровой информации. – М.: Связь, 1971. – 312 с.
4. Карташевский В.Г., Мишин Д.В. Прием кодированных сигналов в каналах с памятью. – М.: Радио и связь, 2004. – 239 с.
5. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. – М.: Радио и связь, 1987. – 384 с.
6. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.
7. CDM-600 Open Network Satellite Modem (2.4 kbps – 20 Mbps) Installation and Operation Manual For Firmware Version 2.0.1 or higher [Электронный ресурс]. – Электр. опт. диск. (CD-ROM).
8. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П. Панфилов и др.; под ред. А. Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
9. Романовский В.И. Дискретные цепи Маркова. – М.: Гостехиздат, 1949. – 434 с.
10. Григорьев В.А. Передача сигналов в зарубежных информационно-технических системах. – СПб.: ВАС, 1998. – 268 с.
11. Таха Х. Введение в исследование операций: в 2-х кн. Кн. 1. – М.: Мир, 1985. – 479 с.
12. Шкердин А.Н., Юдин О.Ф. Исправление ошибок стаффингования в системах связи с пере-

спросом // Известия Томского политехнического университета. Т. 315. Вып. 2009. – Томск.: ТПУ, 2009. – С. 130 - 139.

13. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. – М.: Высшая школа, 1998. – 575 с.

14. *Ли Ц, Джадж Д., Зельнер А.* Оценивание параметров марковских моделей по агрегированным временным рядам. – М.: Статистика, 1977. – 221 с.

15. *Глухов М.М., Елизаров В.П., Нечаев А.А.* Алгебра. Ч. 1. – М.: Изд. в/ч 33965, 1990. – 390 с.

16. *Коньшев М.Ю., Панкратов А.В., Просолупов С.А.* Методика декодирования сверточных кодов в негауссовых каналах связи // сборник тезисов докладов Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь». – Омск, 2011. – С. 181 - 191.