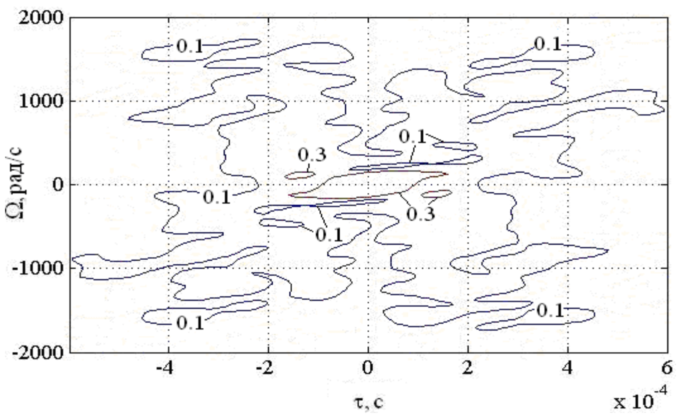

Рис. 11. Изокорреляты ФН в области слабой корреляции.

Рис. 11 иллюстрирует местоположение боковых выбросов ФН кодовой последовательности Уэлч-16 в области слабой корреляции. Судя по последним публикациям [3], кодовые последовательности Уэлча находятся под пристальным вниманием теоретиков и разработчиков.

Литература

1. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Советское радио, 1974. – 304 с.

2. Costas J. A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-Doppler ambiguity properties//Proceedings of the IEEE, pp 996-1009, Vol72, No 8, August 1984.

3. Jerome A. LeMieux, Franklin M. Analysis of FSK/PSK modulated radar signals using Costas arrays and complementary Welti codes.//IEEE International Radar Conference, 1990.

Мрачковський О.Д., Добріков О.В. ***Дослідження функції невизначеності дискретної частотної послідовності «Уелч-16».*** *Розглянута функція невизначеності дискретного частотного сигналу, в якому використаний ряд чисел «Уелч-16» в якості частотної кодуючої послідовності.*

Ключові слова: *функція невизначеності, дискретний частотний сигнал.*

Мрачковский О.Д., Добриков А.В. ***Исследование функции неопределенности дискретной частотной последовательности «Уелч-16».*** *Рассмотрена функция неопределенности дискретного частотного сигнала, в котором используется ряд чисел «Уэлч-16» в качестве частотной кодирующей последовательности.*

Ключевые слова*: функция неопределенности, дискретный частотный сигнал.*

Mrachkovsky O.D., Dobrikov A.V. ***Research of ambiguity function of discrete frequency sequence «Welch-16».*** *Ambiguity function of a discrete frequency signal in which the number sequence «Welch-16» as frequency coding sequence is used is considered.*

Key words*: ambiguity function, discrete frequency signal.*

УДК 621.396.26

ІНТЕРПОЛЯЦІЙНО-ФІЛЬТРОВИЙ АЛГОРИТМ ДЕКОДУВАННЯ ЗГОРТАЛЬНИХ КОДІВ

Шпилька О.О., Жук С.Я.

В цифровому зв'язку, для корекції помилок, які виникли під час передачі і прийняті рішення про переданий символ, широко застосовуються згортальні коди [1]. У випадку марківського джерела інформації і передавання повідомлень через канал без пам'яті для їх декодування використовується так званий „forward-backward" алгоритм [2]. Він розраховує апостеріорні ймовірності для кожного переданого інформаційного символу з урахуванням усіх отриманих на розглянутому інтервалі спостереження. Оцінка переданого символу знаходиться по критерію максимуму апостеріорної ймовірності, що дозволяє мінімізувати ймовірність помилки у прийнятті рішень.

Недоліком розглянутого алгоритму є значна затримка у прийнятті рішень щодо переданого символу, оскільки його оцінка розраховується у зворотному часі після отримання всієї інформаційної послідовності. Для отримання інтерполяційної оцінки у прямому часі можна використати метод інтерполяції марківських послідовностей на ковзаючому інтервалі [3]. Але ж використання для цієї задачі марківської моделі згортального кодеру, що описує послідовність зміни його станів зустрічає значних труднощів. Це обумовлено тим, що кількість гіпотез на кожному кроці збільшується в M разів, де M - кількість станів кодеру, що призводить до значних обчислювальних витрат.

Метою статті є розробка алгоритму сумісної фільтрації стану кодера і інтерполяції інформаційних символів, в якому кількість гіпотез зростає пропорційно розміру алфавіту інформаційних символів, що значно зменшує необхідні обчислювальні витрати і який забезпечує декодування згортальних кодів по критерію максимуму апостеріорної ймовірності.

Постановка задачі

Структурна схема каналу передачі даних показана на рис. 1. На вхід кодеру від дискретного джерела інформації поступає послідовність інформаційних символів $b_k^j, j=\overline{1,L}$, де L - розмір алфавіту інформаційних символів. В загальному випадку джерело інформації є марківським [1,2]. Тому послідовність інформаційних символів можна описати з використанням ланцюга Маркова b_k^j з матрицею ймовірності переходів $\Pi_{ij}, i,j=\overline{1,L}$ і початковими ймовірностями $p_i, i=\overline{1,L}$.

Для спрощення математичних перетворювань будемо вважати, що на виході згортального кодеру формуються канальні символи $q_k^r, r=\overline{1,N}$, де N - розмір алфавіту канальних символів. Робота згортального кодеру характеризується зміною його станів $S_k^m, m=\overline{1,M}$ і формуванням канальних символів $q_k^r, r=\overline{1,N}$ під впливом інформаційних символів $b_k^j, j=\overline{1,L}$. Якщо в момент часу $k-1$ приходить інформаційний символ b_{k-1}^i, кодер переходить із стану S_{k-1}^n в новий стан S_k^m у відповідності до діаграми стану кодера [1,2]. Цей процес можна описати умовною ймовірністю $P(S_k^m \mid S_{k-1}^n, b_{k-1}^i)$, яка приймає значення одиниці або нуля. Якщо в момент часу k приходить інформаційний символ b_k^j, кодер, з врахуван-

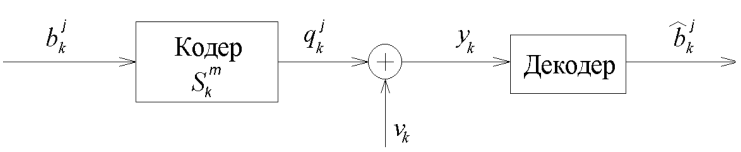

Рис. 1

ням стану S_k^m, формує канальний символ q_k^r. Цей процес також можна описати умовною ймовірністю $P(q_k^r \mid S_k^m, b_k^j)$. Математична модель процесу вимірювання послідовності канальних символів на вході декодеру описується рівнянням

$$y_k = q_k^r + v_k, \qquad (1)$$

де y_k - вимірювання на вході декодеру; $q_k^r, r = \overline{1,N}$ - переданий канальний символ; v_k - некорельована гаусівська послідовність з нульовим математичним очікуванням і дисперсією σ_v^2.

Як випливає з рівняння (1) канальні символи q_k^r спотворюються завадою v_k. Завданням декодера є формування оцінок інформаційних символів $\hat{b}_k^j$ на основі отриманих вимірювань y_k по критерію максимуму апостеріорної ймовірності.

Синтез інтерполяційно-фільтрового алгоритму декодування згортальних кодів

Для синтезу алгоритму декодування розглянемо розширений двокомпонентний дискретнозначний процес (S_k^m, b_k^j). Використовуючи методику [3], можна показати, що процес є марківським з умовною ймовірністю переходів:

$$P(S_k^m, b_k^j / S_{k-1}^n, b_{k-1}^i) = P(S_k^m \mid S_{k-1}^n, b_{k-1}^i)\Pi_{ij}. \qquad (2)$$

Сумісна ймовірність $P(S_k^m, b_k^j)$ розширеного процесу (S_k^m, b_k^j) розраховується по формулі:

$$P(S_k^m, b_k^j) = \sum_{i=1}^{L}\sum_{n=1}^{M} P(S_k^m \mid S_{k-1}^n, b_{k-1}^i)\Pi_{ij} P(S_{k-1}^n, b_{k-1}^i). \qquad (3)$$

Рівняння (3) описує еволюцію сумісних апріорних ймовірностей $P(S_k^m, b_k^j)$ розширеного процесу і є аналогом рівняння Маркова [4]. Наявність марківської властивості надає можливість синтезувати оптимальні рекурентні алгоритми оцінювання компонентів розширеного процесу (S_k^m, b_k^j) по критерію максимуму апостеріорної ймовірності.

З метою синтезу алгоритму сумісної фільтрації стану кодера і інтерполяції інформаційних символів на ковзаючому інтервалі введемо у розгляд послідовність значень $I_k^l = b_k^j, .., b_{k-\Delta+1}^{\beta}$, які приймають інформаційні символи b_k^j на інтервалі $k - \Delta + 1, ..., k$. Індекс l визначає номер можливої послідовності значень дискретного компонента b_k^j і приймає значення $l = \overline{1, L^{\Delta}}$, Δ - довжина ковзаючого інтервалу.

Враховуючи марківську властивість (2) розширеного процесу (S_k^m, b_k^j) і використовуючи методику, приведену в [3], можна показати, що сумісна апостеріорна ймовірність станів кодеру S_k^m і послідовності значень інформаційних символів I_k^l на ковзаючому інтервалі розраховується за рекурентними формулами:

$$W^*(I_k^l) = \Pi_{ij} \sum_{\alpha=1}^{L} W(I_{k-1}^d); \tag{4}$$

$$W^*(S_k^m \mid I_k^l) = \Pi_{i,j} \frac{\sum_{\alpha=1}^{L} W(I_k^l) \cdot \sum_{n=1}^{M} P(S_k^m \mid S_{k-1}^n, b_{k-1}^i) W(S_{k-1}^n \mid I_{k-1}^d)}{W(I_k^l)}; \tag{5}$$

$$W(S_k^m \mid I_k^l) = \frac{f(y_k \mid S_k^m, b_k^j) W(S_k^m \mid I_k^l)}{P(y_k \mid I_k^l, Y_{k-1})}; \tag{6}$$

$$W(I_k^l) = \frac{P(y_k \mid I_k^l, Y_{k-1}) W^*(I_k^l)}{P(y_k \mid Y_{k-1})}; \tag{7}$$

де $I_{k-1}^d = b_{k-1}^i, ..., b_{k-\Delta}^\alpha$ - послідовність значень, які приймають інформаційні символи на інтервалі $k-\Delta, ..., k-1$; $W^*(I_k^l)$, $W(I_k^l)$ - екстрапольована і апостеріорна ймовірності послідовності значень інформаційних символів I_k^l; $W^*(S_k^m \mid I_k^l)$, $W(S_k^m \mid I_k^l)$ - умовні екстрапольована і апостеріорна ймовірності стану кодера, при умові переданої послідовності інформаційних символів I_k^l; $P(y_k \mid I_k^l, Y_{k-1})$ - умовна ймовірність, яка розраховується по формулі:

$$P(y_k \mid I_k^l, Y_{k-1}) = \sum_{m=1}^{M} f(y_k \mid S_k^m, b_k^j) W^*(S_k^m \mid I_k^l);$$

$P(y_k \mid Y_{k-1})$ - умовна ймовірність, яка розраховується по формулі:

$$P(y_k \mid Y_{k-1}) = \sum_{I_k^l} P(y_k \mid I_k^l, Y_{k-1}) W^*(I_k^l);$$

$f(y_k \mid S_k^m, b_k^j)$ - умовна щільність ймовірності, що розраховується як:

$$f(y_k \mid S_k^m, b_k^j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp\left(-\frac{y_k - q_k^r(S_k^m, b_k^j)}{2\sigma_v^2} \right);$$

$q_k^r(S_k^m, b_k^j)$ - канальний символ, який є відомою функцією стану кодера S_k^m і інформаційного символу b_k^j.

Алгоритм (4)-(7) виконує сумісну фільтрацію стану кодера S_k^m в поточний момент часу k і пряму інтерполяцію інформаційного символу b_k^j на інтервалі $k-\Delta+1,...,k$. Синтезований алгоритм (4)-(7) відноситься до класу інтерполяційно-фільтрових алгоритмів [3].

Результати експериментальних досліджень

Алгоритм (4)-(7) перевірений на модельному прикладі для системи зв'язку з 4 позиційною ASK модуляцією {-3,-1,1,3}. Згортальний кодер з степіню кодування ½, описується векторами зв'язків $g_1=7$ і $g_2=5$, довжина кодового обмеження 3 [1].

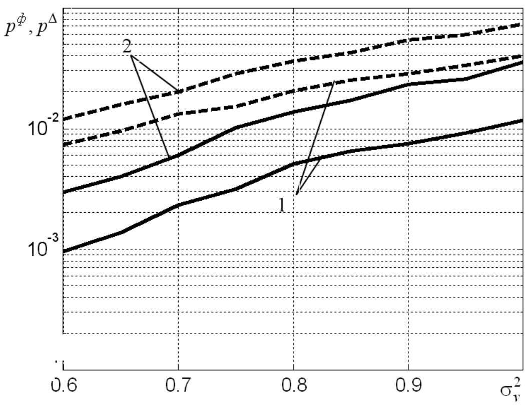

Рис.2

На рис.2, в залежності від дисперсії помилки вимірювань σ_v^2, штриховими лініями показані ймовірності p^{ϕ} помилки прийняття рішення щодо поточного інформаційного символу b_k^j, суцільними – ймовірності p^{Δ} помилки прийняття рішення відносно затриманого на 5 тактів інформаційного символу $b_{k-\Delta+1}^{\beta}$. Розглядались дві моделі джерела інформації з матрицями переходів: $\Pi_{11}=\Pi_{22}=0.8$ - криві 1; $\Pi_{11}=\Pi_{22}=0.5$ - криві 2. Прийняття рішення щодо інформаційних символів здійснювалось по максимуму фільтрової $P(b_k^j \mid Y_k)$ і інтерполяційної $P(b_{k-\Delta+1}^{\beta} \mid Y_k)$ ймовірностей, які розраховувалися на основі сумісної апостеріорної ймовірності $W(I_k^l)$.

Як видно з результатів моделювання, використання інтерполяції дозволяє зменшити помилку декодування на порядок. При наявності імовірнісного зв'язку між інформаційними символами, для розглянутого прикладу, помилка декодування зменшується в 2-3 рази.

В табл.1 наведено кількість гіпотез, що необхідно перевіряти, в залежності від інтервалу інтерполяції Δ для розробленого алгоритму і алгоритму на основі марківської моделі кодеру розглянутого в прикладі.

Таблиця 1

Δ	3	4	5	6
Розроблений алгоритм	32	64	128	256
Алгоритм на основі марківської моделі кодеру	64	256	2048	4096

Використання розробленого алгоритму при заданому Δ дозволяє зменшити кількість гіпотез що перевіряються в $M^{\Delta-1}/2^{\Delta}$ разів.

Висновки

Розширений двокомпонентний дискретнозначний процес, який включає стан кодеру S_k^m і інформаційний символ b_k^j є марківським. Синтезований алгоритм сумісної фільтрації стану кодера S_k^m і інтерполяції інформаційних символів b_k^j на ковзаючому інтервалі Δ є рекурентним. Кількість гіпотез що потрібно перевіряти розраховуються по формулі $M \cdot L^{\Delta}$.

Для розглянутого прикладу використання інтерполяції дозволяє зменшити помилку декодування на порядок, а кількість гіпотез які перевіряються у порівнянні з алгоритмом на основі харківської моделі кодеру в 16 разів.

Подальшим напрямком роботи є розробка алгоритмів сумісного декодування згортальних кодів і для каналу з пам'яттю.

Література

1. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь. 2000. 800с.
2. Moon Todd K. Error correction coding: mathematical methods and algorithms. 2005 by John Wiley & Sons. ISBN 0-471-64800-0.
3. Жук С.Я. Методы оптимизации дискретных динамических систем со случайной структурой / Монография. К.: НТУУ «КПИ», 2008. -232с.

Шпилька О.О., Жук С.Я ***Інтерполяційно-фільтровий алгоритм декодування згортальних кодів.*** *Синтезовано інтерполяційно-фільтровий алгоритм декодування згортальних кодів за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності, в якому виконується сумісна фільтрація стану кодера і інтерполяція інформаційних символів на ковзаючому інтервалі.*
Ключові слова*: декодування згортальних кодів, марківська послідовність*

Шпилька А.А., Жук С.Я. ***Интерполяционо-фильтровой алгоритм декодирование сверточных кодов.*** *Синтезировано интерполяционо-фильтровой алгоритм декодирования сверточных кодов по критерию максимума апостериорной вероятности, в котором выполняется совместная фильтрация состояния кодера и интерполяция информационных символов на скользящем интервал.*
Ключевые слова*: декодирование сверточных кодов, марковская последовательность*

Shpylka O.O., Zhuk S.Y. ***Interpolating and filtering decoding algorithm for convolution codes.*** *There has been synthesized interpolating and filtering decoding algorithm for convolution codes on maximum of a posteriori probability criterion, in which combined filtering coder state and interpolation of information signs on sliding interval are processed.*
Key words*: decoding for convolution codes, Markov's sequence*

УДК621.391

АЛГОРИТМ ОБЪЕДИНЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ОДНОМЕРНОЙ ОПТИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ ОБРАБОТКЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Вишневый С.В., Жук С.Я.

Оптимальная фильтрация изображений является важным этапом их цифровой обработки во многих приложениях. Основной трудностью является отсутствие точного решения задачи оптимальной каузальной фильтрации изображений, даже для линейной гауссовской модели изображений. Оптимальные фильтры требуют бесконечной памяти и часто являются расходящимися [1]. Поэтому актуальной задачей является разработка практически реализуемых алгоритмов фильтрации, которые в целом учитывают двумерный характер изображения.