

ФИЛЬТРАЦИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ ПОСТРОЕННЫХ НА РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЯХ С ОСНОВАНИЕМ $P \geq 2$

Петров Е.П., Петров И.Е., Прозоров Д.Е.

Вятский государственный университет,
кафедра радиоэлектронных средств,
610000, Киров, ул. Московская, 36.
тел. (8332)-693295, факс (8332)-626578, e-mail: epetrov@riac.ru

В данной работе решается задача фильтрации шумоподобных сигналов сформированных на линейных рекуррентных последовательностях максимального периода с основанием $p \geq 2$.

Широкое распространение систем передачи информации (СПИ) использующих шумоподобные сигналы (ШПС) на линейных рекуррентных последовательностях максимального периода (МЛРП) обусловлено хорошими корреляционными свойствами таких ШПС и простотой их формирования [1]. Наиболее известны ШПС, построенные на бинарных последовательностях. Применение МЛРП с основанием $p \geq 2$ позволяет повысить скрытность передаваемой информации и использовать в СПИ более широкий ансамбль сигналов.

В работе [2] на основе представления МЛРП периода $L = p^m - 1$ дискретнозначным марковским процессом (цепью Маркова) получены уравнения фильтрации m -значных комбинаций дискретного параметра ШПС, на основе которых синтезированы структуры оптимальных приемных устройств (ПУ) сигналов с произвольным основанием МЛРП. При более простой структуре ПУ имеют характеристики обнаружения и распознавания сигналов аналогичные многоканальным корреляторам и работают в соответствии с системой рекуррентных уравнений:

$$\begin{aligned} u_{1(k+1)} &= f_{k+1}(M_r) - f_{k+1}(M_l) - u_{(L-1)k}; \\ u_{2(k+1)} &= f_{k+1}(M_l) - f_{k+1}(M_l) + u_{1k} - u_{(L-1)k}; \\ &\dots \dots \dots \\ u_{v(k+1)} &= f_{k+1}(M_q) - f_{k+1}(M_l) - u_{(L-1)k}; \\ &\dots \dots \dots \\ u_{(L-1)(k+1)} &= f_{k+1}(M_s) - f_{k+1}(M_l) + u_{(L-2)k} - u_{(L-1)k}; \end{aligned} \tag{1}$$

где $u_{v(k+1)} = \ln \frac{P_{v(k+1)}}{P_{L(k+1)}}$; $r, l, \dots, n, \dots, I = \overline{1, p}$; – логарифм отношения апостериорных

вероятностей v -ой m -значной комбинации к L -ой m -значной комбинации псевдослучайной последовательности (ПСП) двоичных символов на $(k+1)$ -ом такте; $f_{(k+1)}(M_q)$ – логарифм функции правдоподобия дискретного параметра сигнала M_q , соответствующего состоянию символа (ПСП) на $(k+1)$ -м такте.

Пусть искомый ШПС построен на МЛРП с основанием "3" [1]:
02110122,02... (2)

сформированной в соответствии с правилом
$$x_n = (2x_{n-1} + x_{n-2}) \bmod 3. \tag{3}$$

Период такой ПСП, равен $L = 3^2 - 1 = 8$.
Запишем последовательность m -значных комбинаций в порядке их следования в ПСП:
02, 21, 11, 10, 01, 12, 22, 20, ... (4)

Пусть состояния дискретного параметра ШПС представляют собой импульсные сигналы с фазовой манипуляцией, кратной $2\pi/p$.

Система уравнений (1) фильтрации 2-значных комбинаций (4) в этом случае примет вид:

$$\begin{aligned}
 u_{1(k+1)} &= f_{k+1}(2) - f_{k+1}(0) - u_{7k}; \\
 u_{2(k+1)} &= f_{k+1}(1) - f_{k+1}(0) + u_{1k} - u_{2k}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 u_{5(k+1)} &= f_{k+1}(1) - f_{k+1}(0) - u_{7k}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 u_{7(k+1)} &= f_{k+1}(2) - f_{k+1}(0) + u_{6k} - u_{7k};
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Уравнения (5) определяют структурную схему ПУ – рис.1.

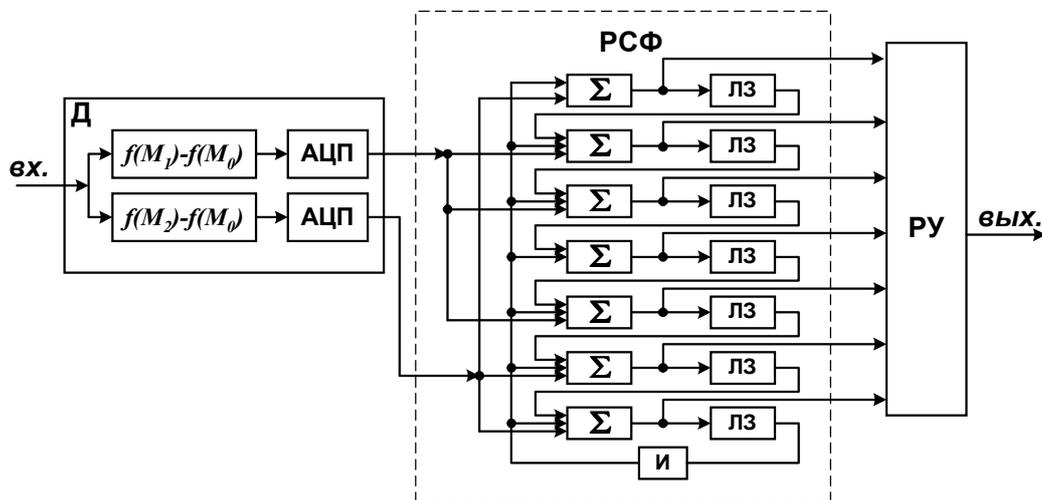


Рис.1

ПУ для приема ШПС, построенных на МЛРП вида (2) (рис.1), содержит дискриминатор (Д), рекуррентный согласованный фильтр (РСФ) и решающее устройство (РУ). Дискриминатор ПУ формирует разность функций правдоподобия $f_{k+1}(M_2) - f_{k+1}(M_0)$ дискретных состояний МЛРП "2" и "0" и разность $f_{k+1}(M_1) - f_{k+1}(M_0)$ дискретных состояний "1" и "0". РСФ включает в себя инвертор (И) и 7 цифровых каналов, каждый из которых состоит из сумматора (Σ) и линии задержки (ЛЗ) на один такт работы системы. Решающее устройство определяет наличие или отсутствие сигнала и его задержку.

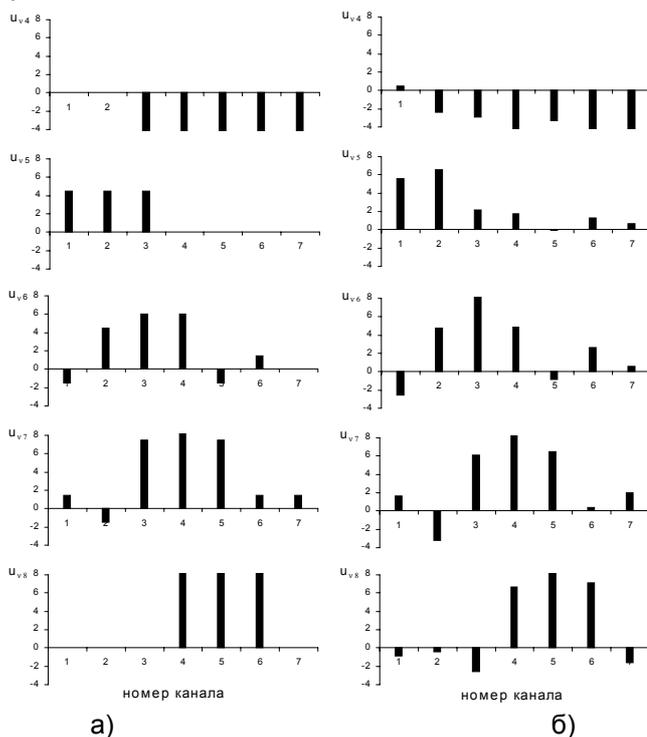


Рис.2

По мере поступления ШПС на вход ПУ в рекуррентном фильтре осуществляется накопление импульсов, составляющих ШПС. При этом на выходе канала с наиболее вероятной, в данный момент, m -значной комбинацией образуется максимум логарифма отношения апостериорных вероятностей m -значных комбинаций. Поскольку временной разнос между каналами составляет длительность периода тактовой частоты ПСП, то рекуррентный фильтр производит свертку принятой части ШПС в импульс, длительность которого не превышает периода тактовой частоты. Структура рекуррентного фильтра такова, что с приходом каждого следующего фазоманипулированного импульса ШПС, максимум логарифма отношения апостериорных вероятностей m -значных комбинаций перемещается из канала в канал, увеличиваясь по абсолютной величине.

На рис.2 показан на нескольких тактах фильтрации процесс формирования максимума логарифма отношения апостериорных вероятностей m -значных комбинаций символов $u_{v(k+1)}$ ($v = 1..7$) при приеме одновременно трех из восьми возможных ШПС, построенных по правилу (3) в отсутствии шума (а) и при наличии шума мощностью 0 дБ (б). Последовательность перемещений максимума логарифма отношения апостериорных вероятностей определяется порядком следования m -значных комбинаций символов в ПСП.

Характерной особенностью работы рекуррентного согласованного фильтра в отсутствие шума является равенство нулю на L -ном (в данном случае – восьмом) такте сигналов на всех выходах фильтра за исключением выходов, в которых присутствуют искомые сигналы. Данное свойство позволяет реализовать оптимальную помехоустойчивость ПУ при обнаружении и распознавании ШПС, сформированных на многоуровневых МЛРП.

Литература

1. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. - М.: Сов. радио, 1971, - 416 с.
2. Частиков А.В., Петров Е.П., Прозоров Д.В. Метод фильтрации шумоподобных сигналов, построенных на рекуррентных псевдослучайных последовательностях максимального периода // Радиотехника и электроника. - 2001. - Т. 46, № 5. - С. 553-557.



Vyatka State University
 36 Moscow St., Kirov, 610000, Russia
 Phone (+7-8332)-693295, Fax (+7-8332)-626578, E-mail: epetrov@riac.ru

Abstract. The problem of pseudo noise signals filtration based on the linear recursive sequences of the maximal period with the basis $p > 2$ is solved.

Using representation of a pseudo-random sequence with a period of $L = p^m - 1$ (p – basis of PNS) by a Markov circuit we shall receive the filtration equations of m -marks combinations of the discrete parameter:

$$\begin{aligned}
 u_{1(k+1)} &= f_{k+1}(M_r) - f_{k+1}(M_l) - u_{(L-1)k}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 u_{v(k+1)} &= f_{k+1}(M_q) - f_{k+1}(M_l) + u_{(v-1)(k+1)} - u_{(L-1)k}; \\
 &\dots\dots\dots \\
 u_{(L-1)(k+1)} &= f_{k+1}(M_s) - f_{k+1}(M_l) + u_{(L-2)k} - u_{(L-1)k};
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

where $r, l, \dots, n, \dots, I = \overline{1, p}$; M_q – state of the discrete parameter of PNS; $f_{k+1}(M_r) - f_{k+1}(M_l)$ –

difference of logarithms functions of verisimilitude of states of the discrete parameter; $u_{v(k+1)} = \ln \frac{P_{v(k+1)}}{P_{L(k+1)}}$

– a posterior probabilities relation logarithm of an m -marks combinations discrete parameter signal.

The reception device synthesized on the basis of the equations (1) contains the discriminator, digital recursive filter and threshold device. The filter consists of $L-1$ channels each of which contains the adder and line of a delay.

During the process of PNS reception the accumulation of PNS pulses in the recursive filter is carried out. On the arrival of each pseudo noise signal pulse the relation logarithm maximum of the posterior probabilities m -marks combinations alternates from one channel to another, being increased by its absolute size. The law of alternating of the relation logarithm maximum of the posterior probabilities is determined by the order of m -marks combinations of symbols in pseudo-random sequences. The recursive filter operation peculiarity in the absence of noise is that on the last stage the signals at all the outputs of the filter are zero except for the outputs with the required signals. This property allows to obtain the optimal detection and recognition noise stability of pseudo noise signals generated with multilevel linear recursive sequences.

The signals in the channels of the filter during the PNS reception based on the sequence 02110122,02 on the last stage are illustrated by fig.1a – in the absence of noise and by fig.1b – in the presence of noise 0 dB.

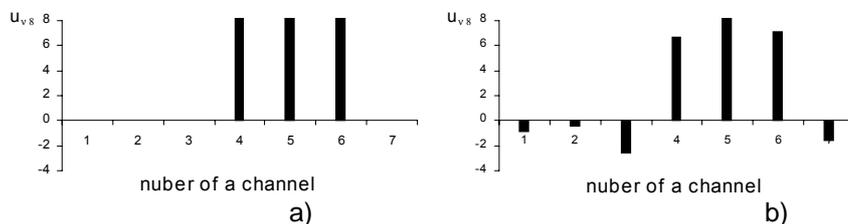


Figure.1.