УДК 621.396

П. С. СМОРОДОВ

ПОИСК ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ СВОЙСТВ МОДУЛИРУЮЩИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Псевдослучайные сигналы (ПСС) успешно используются в системах радиолокации, радионавигации и передачи информации. Для расширения спектра в ПСС в качестве модулирующих последовательностей применяются псевдослучайные последовательности (ПСП) с числом элементов 1000—10000 и более, наибольшее распространение среди которых получили линейные ПСП максимальной длины или М-последовательности. Широкое использование М-последовательностей обусловлено простотой их получения и хорошими корреляционными свойствами, что позволяет обеспечить высокую точность измерения параметров движения летательных аппаратов, быструю синхронизацию приемных и передающих устройств и т. д. [1; 2]. Один из наиболее эффективных методов поиска ПСС для средних отношений сигнал-шум на входе — рекуррентный поиск [3]. Однако данный метод поиска не учитывает корректирующих свойств М-последовательностей и их сегментов, что является его недостатком и приводит к увеличению времени поиска в результате введения интервала корреляционной проверки синхронизма между принимаемым и опорным сигналами.

В целях сокращения времени поиска предлагается анализировать ПСП сегментами длины n элементов, причем $k < n \leqslant N$, где k — степень образующего полинома; $N = 2^k - 1$ — период ПСП. При этом сегмент из n элементов можно рассматривать как слово линейного помехоустойчивого (n, k) кода, обладающего некоторой избыточностью, которую можно применять для уменьшения времени поиска.

Поисковую процедуру представим следующим образом. Производится прием n элементов ПСП. Принятый вектор анализируется на отсутствие в нем ошибок. Если ошибок нет, поиск считается законченным и k элементов принятого вектора используются для формирования опорной ПСП. В случае появления ошибок вектор сдвигается на один разряд, принимается очередной элемент и проверка повторяется. Возможные траектории поиска можно представить графом переходов (рис. 1). Производящая функция вероятности перехода из начального состояния в поглощающее, соответствующее успешному окончанию поиска, будет равна

$$H(s)=\frac{s^n p^n}{1-s(1-P_{\text{но}})(1-p^n)}, \tag{1}$$

где p — вероятность правильной оценки элемента ПСП;

$P_{\text{но}}$ — вероятность необнаружения ошибки в n-разрядном сегменте ПСП.

Конечную вероятность успешного окончания поиска найдем из выражения (1) при $s=1$:

$$P_k=\frac{p^n}{1-(1-P_{\text{но}})(1-p^n)}. \tag{2}$$

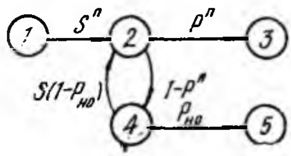

Рис. 1

Для определения вероятности успешного завершения поиска за заданное время представим $H(s)$ в виде ряда

$$H(s)=\sum_{l=0}^{\infty} p^n[(1-P_{\text{но}})(1-p^n)]^l s^{n+l},$$

откуда получим вероятность успеха на l-й попытке

$$P(l)=p^n[(1-P_{\text{но}})(1-p^n)]^l.$$

Тогда вероятность успеха за l попыток

$$P_l=\sum_{i=1}^{l} P(i)=p^n\frac{1-[(1-P_{\text{но}})(1-p^n)]^{l+1}}{p^n(1-P_{\text{но}})+P_{\text{но}}}. \tag{3}$$

При $l=\infty$ выражение (3) переходит в (2). Для установления моментов распределения времени поиска найдем первую и вторую производные от производящей функции при $s=1$:

$$m_1=\left[\frac{\partial H(s)}{\partial s}\bigg|_{s=1}\right]/P_k,\quad m_2=\left[\frac{\partial^2 H(s)}{\partial s^2}\bigg|_{s=1}\right]/P_k.$$

Математическое ожидание и дисперсия времени поиска будут равны [4]

$$M[L]=m_1=\frac{n-(n-1)(1-P_{\text{но}})(1-p^n)}{p^n(1-P_{\text{но}})+P_{\text{но}}}; \tag{4}$$

$$D[L]=m_2-m_1^2+m_1=\frac{(1-P_{\text{но}})(1-p^n)}{[p^n(1-P_{\text{но}})+P_{\text{но}}]^2}. \tag{5}$$

В выражениях (4) и (5) проведена нормировка времени относительно длительности единичного элемента ПСС, т. е. время поиска определяется через количество элементов, которое необходимо принять до успеха. Анализ выражений (2) — (5) показывает, что с уменьшением отношения сигнал-шум величина P_k уменьшается, а среднее время поиска увеличивается. При этом конечная вероятность успеха может быть меньше 0,5. Для поддержания величины P_k на заданном уровне необходимо повышать длительность обрабатываемого сегмента. На рис. 2 показан график зависимости конечной вероятности успеха от отношения сигнал-шум для различных значений n при $k = 10$. Расчеты проводились для фазомодулированных ПСС длины 1023 элемента. Вероятность правильной оценки символа ПСП p и отношение сигнал-шум h^2 для ФМ сигналов связаны известным соотношением: $p = 0{,}5\,[1 + \mathrm{erf}(h)]$, где $\mathrm{erf}(h)$ — функция ошибок, $\mathrm{erf}(h) = 2/\sqrt{\pi} \times \times \int\limits_0^h \exp(-t^2)\,dt$.

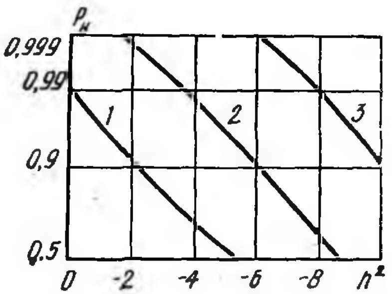

Рис. 2

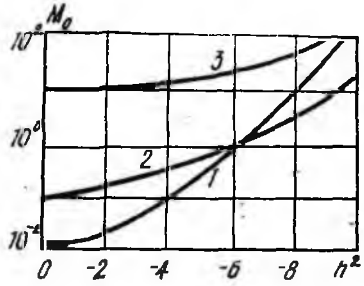

Рис. 3

Чтобы определить вероятность $P_{\text{но}}$, необходимо знать распределение весов соответствующих (n, k) кодов либо их минимальное кодовое расстояние d. Определить d намного легче, чем весовой спектр кода. При изменении n от 15 до 40 d меняется от 3 до 14 для 1023-элементной ПСП. Зная d, вероятность необнаружения ошибки можно определить по формуле [5]:

$$P_{\text{но}} = 2^{-(n-k)} \sum_{i=d}^{n} \binom{i}{n} (1-p)^i p^{n-i}. \qquad (6)$$

С увеличением n вероятность $P_{\text{но}}$ уменьшается, что приводит к росту P_k. Однако увеличивать длину сегмента бесконечно нельзя, так как при этом резко возрастает среднее время поиска.

График зависимости величины $M_0 = M\,[L]/N$ от отношения сигнал-шум при $P_k = 0{,}99$, $k = 10$ показан на рис. 3, кривая *1*. Как видим, при $h^2 > -6$ дБ данный метод поиска требует незначительных временных затрат, но при дальнейшем уменьшении h^2 время поиска резко возрастает. Это объясняется тем, что для поддержания вероятности успешного завершения поиска не меньше 0,99 необходимо увеличивать длину обрабатываемого сегмента. Для сравнения приведена зависимость величины M_0 от h^2 для поиска с последовательной оценкой символов ПСП — кривая *2*, и двухэтапного циклического поиска с идеальной второй ступенью обнаружения — кривая *3* [3]. При $h^2 > -6$ дБ более предпочтительным оказывается предлагаемый метод: и в области малых шумов он позволяет получить значительный выигрыш во времени поиска по сравнению с известными методами.

Для успешного завершения поиска необходимо принять сегмент ПСП без ошибок. Анализатор сегмента можно построить на основе знания рекуррентной зависимости между символами ПСП [1]:

$$a_n = \sum_{j=1}^{k} a_{n-j} c_j; \; k < n \leqslant 2^k - 1, \tag{7}$$

где c_j — коэффициенты порождающего полинома $c(x) = \sum\limits_{i=0}^{k} c_i x^i$. Следовательно, для n-го принятого элемента ПСП должна выполняться проверка

$$a_n \oplus \sum_{j=1}^{k} a_{n-j} c_j = 0. \tag{8}$$

Для n принятых элементов ПСП можно построить $n-k$ независимых проверок (8), которые будут выполняться только в том случае, если все элементы приняты без ошибок. Условие успешного завершения поиска с учетом (7), (8) запишем в виде

$$F = \bigwedge_{i=0}^{n-k-1} \Big(\sum_{j=1}^{k} a_{n+i-j} c_j \oplus a_{n+i}\Big) = 1. \tag{9}$$

Здесь знак Λ — логическое умножение (конъюнкция). Из выражения (9) следует, что анализатор сегмента легко построить на элементах цифровой техники без значительных аппаратурных затрат.

Таким образом, анализ и учет корректирующих свойств сегментов ПСП позволяют уменьшить временные характеристики поиска при средних отношениях сигнал-шум в полосе спектра ПСС, а реализация данного метода достаточно проста и не требует сложных схемных решений.

Список литературы: 1. *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М. 1985. 384 с. 2. *Диксон Р. К.* Широкополосные системы/Пер. с англ.: Под ред. В. И. Журавлева. М. 1979. 302 с. 3. *Журавлев В. И.* Поиск и синхронизация в широкополосных системах. М. 1986. 240 с. 4. *Тихонов В. И., Миронов М. А.* Марковские процессы. М. 1977. 488 с. 5. *Протоколы* и методы управления в сетях передачи данных / Пер. с англ.: Под ред. Ф. Ф. Куо. М., 1985. 480 с.

Поступила в редколлегию 16.04.88