

УДК 621.396

В.Н. ХАРЧЕНКО<sup>1</sup>, А.А. ЛАВРУТ<sup>2</sup>, Т.В. ЛАВРУТ<sup>2</sup><sup>1</sup> *Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Украина*<sup>2</sup> *Полтавский военный институт связи, Украина*

## МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ СЛОЖНЫХ СОСТАВНЫХ СИГНАЛОВ

Предложен метод синхронизации, обеспечивающий работоспособность системы связи при воздействии комплекса помех с быстро изменяющимися характеристиками, позволяющий уменьшить время вхождения в синхронизм. Приведены некоторые результаты расчета параметров предлагаемого метода синхронизации.

**синхронизация, помехи, сложный сигнал, вероятность правильного обнаружения сигнала**

### Введение

Задача обеспечения надежности функционирования системы связи в условиях воздействия комплекса помех, имеющих различные статистические характеристики, всегда была и является актуальной.

При построении систем связи, обеспечивающих высокие качественные показатели в условиях воздействия сильных помех, широко используются сигналы с большой базой [1 – 3], определяемой как произведение длительности сигнала ( $T_c$ ) на эффективную ширину спектра ( $\Delta F_{эфс}$ )

Существуют три основные задачи, возникающие при проектировании систем связи, использующих сигналы с большой базой:

- построение больших ансамблей сигналов с хорошими взаимокорреляционными свойствами;
- уменьшение времени синхронизации;
- уменьшение сложности реализации устройств согласованной фильтрации и принятия решения [1, 2, 4, 5].

Упростить решение этих задач возможно, используя составные сигналы, т.е. дискретные сигналы, элементами которых, в свою очередь, являются сложные сигналы. Применение таких сигналов по-

зволяет не только улучшить их взаимокорреляционные свойства, но и упростить обработку за счет двухэтапной процедуры фильтрации: согласованной фильтрации элементов составного сигнала и последующей цифровой фильтрации составного сигнала в целом с использованием отсчетов, взятых в моменты времени, соответствующие максимальным значениям сверток его элементов.

Большинство систем функционируют в условиях априорной неопределенности относительно статистики воздействующих помех. При воздействии комплекса помех с быстро изменяющимися характеристиками существующие методы синхронизации [1, 6, 7, 8, 9] оказываются либо не работоспособными, либо время вхождения в синхронизм будет значительным, вплоть до нескольких минут.

При построении систем связи критического применения, например, для силовых структур, необходимо использовать такие процедуры синхронизации, которые были бы инвариантны к данной статистике или слабо зависели от нее.

**Целью статьи является** разработка метода синхронизации, эффективность которого не зависела бы от интенсивности принимаемого сигнала, а также слабо зависела от параметров плотностей вероятности воздействующего комплекса помех.

## Результаты исследований

В соответствии с предлагаемым методом синхронизация составного сигнала осуществляется в два этапа: на первом этапе производится тактовая синхронизация, а на втором – цикловая. Процедура тактовой синхронизации заключается, во-первых, в определении зоны сильной корреляции принимаемого элемента сложного составного сигнала и, во-вторых, в оценке временного положения максимума свертки элемента.

Для определения зоны сильной корреляции предлагается следующий алгоритм. Тактовый интервал составного сигнала разбивается на  $L$  подтактов, каждому из которых присваивается свой номер (адрес).

Определяется и запоминается адрес  $j$ -го подтакта (подинтервала), где фиксируется максимальное значение наблюдаемого процесса. Если предположить, что свертка элемента составного сигнала появляется в  $j$ -м подинтервале, то с предполагаемой вероятностью  $q$  именно в этом подинтервале будет наблю-

даться максимальное значение наблюдаемого процесса. Для обеспечения заданной достоверности правильного решения об адресе подинтервала, где присутствует свертка элемента, процедура повторяется до тех пор, пока не будет зафиксирован  $m$  раз подряд адрес  $j$ -го (или любого другого) подтакта. После того как это произойдет, поиск синхронизации прекращается, строб устанавливается по соответствующему адресу и система тактовой синхронизации из состояния “поиска” переходит в состояние “точная подстройка”. Для этого подтакт разбивается на две равные части, и после того, как будет получено достаточно надежное решение о том, в какой части тактового интервала строб сдвигается на один шаг  $\Delta$  в соответствующую сторону.

Процесс повторяется до тех пор, пока отклик фильтра на сигнал не установится в середине тактового интервала с точностью  $\Delta$ . Таким образом, значащий момент тактовой синхронизации будет соответствовать середине  $j$ -го подтакта в тактовом интервале, в котором три раза подряд был зарегистрирован максимальный сигнал.

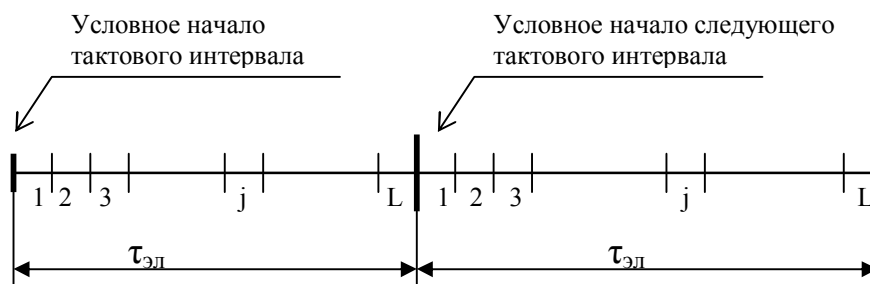


Рис. 1. Условное разбиение тактового интервала

Время вхождения в синхронизм определяется количеством тактов  $k$ , при котором интервал сильной корреляции будет обнаружен с заданной степенью достоверности  $P_{\Sigma}(k)$ . Очевидно, что при  $k < m$  обнаружение невозможно, т.е.

$$P_{\Sigma}(k < m) = 0.$$

При  $k = m$

$$P_{\Sigma}(k = m) = P_{np}^m,$$

где  $P_{np}$  – вероятность правильного решения о том, что свертка элемента сигнала находится

в  $j$ -м подинтервале. Если  $m \leq k \leq 2m$ , то несложно показать, что

$$P_{\Sigma}(k) = P_{np}^m + (k - m) \cdot Q, \quad (1)$$

где  $Q = P_{np}^m (1 - P_{np})$  – вероятность того, что в интервале наблюдения, предшествующем  $m$ -кратному подряд достоверному обнаружению, было принято неправильное решение.

При  $k > 2m$  воспользоваться формулой (1) не представляется возможным, поскольку возникает вероятность достоверного обнаружения  $m$ -кратного

повторения адреса  $j$ -го интервала несколько раз. Учтеть это при вычислениях возможно, если применить рекуррентную формулу

$$P_{\Sigma}(k) = P_{np}^m + mQ + Q \sum_{j=1}^{k-2m} [1 - P_{\Sigma}(m-1+j)]$$

или

$$P_{\Sigma}(k) = P_{np}^m + (k-m)Q - Q \sum_{j=1}^{k-2m} P_{\Sigma}(m-1+j).$$

При этом полная вероятность того, что за  $k$  тактов будет достоверно обнаружен интервал максимальной корреляции, определяется выражением:

$$P_{\Sigma}(k) = \begin{cases} 0 & \text{при } k < m; \\ P_{np}^m + (k-m)Q & \text{при } m \leq k \leq 2m; \\ P_{np}^m + (k-m)Q - Q \sum_{j=1}^{k-2m} P_{\Sigma}(m-1+j) & \text{при } k > m, \end{cases} \quad (2)$$

где все величины были описаны ранее.

Вероятность правильного решения о том, что значащий момент находится в  $j$ -м подинтервале, вычисляется аналогично оптимальному некогерентному различению  $L$  ортогональных сигналов и определяется формулой [1,2,10]:

$$P_{np} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(Z-h_L)^2}{2}} [F(Z)]^{L-1} dZ, \quad (3)$$

где  $F(Z) = \int_{-\infty}^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy$  – интеграл вероятности, а  $h_L$

зависит от отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума при приеме элемента сигнала.

Очевидно, что для реальных радиолиний значение  $h_L$  может быть существенно меньше единицы, что предполагает необходимость дополнительного накопления энергии элементов в под-

такте. Хорошо согласуется с методом тактовой синхронизации накопление, основанное на использовании цифрового рециркулятора, упрощенная структурная схема которого представлена на рис. 2.

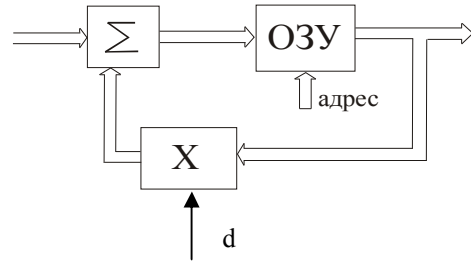


Рис. 2. Цифровой рециркулятор

При его использовании описанный выше метод синхронизации изменяется только в том, что выходной сигнал, полученный на  $i$ -м подтакте 1-го тактового интервала, запоминается в  $i$ -й ячейке памяти ОЗУ, затем сигнал, полученный на  $i$ -м подтакте 2-го тактового интервала складывается с умноженным на  $d$  результатом, хранящимся в  $i$ -й ячейке памяти ОЗУ, и результат записывается в ту же ячейку. Так продолжается  $l$  раз, где  $l$  определяется выбранным коэффициентом  $d$  и вычисляется из соотношения [5, 8, 11]:

$$d = \exp(-1,27/l).$$

После  $l$  тактов (рециркуляций) начинается обработка  $i+1$  подтакта, которая также продолжается в течение  $l$  тактов, а результат записывается в  $i+1$  ячейку ОЗУ. Таким образом, просматриваются все  $L$  подинтервалов (рис. 1) и по методу, изложенному ранее, определяется адрес подинтервала в тактовом интервале, где накопленное значение энергии принятой реализации максимально.

Учитывая тенденцию к нормализации помех при накоплении, а также то, что количество независимых отсчетов шума, попадающих в подтактовый интервал, равно

$$N_{инт} = \frac{B_{эл}}{L},$$

где  $B_{эл} = \tau_{эл} \cdot \Delta F_{эл}$  – база элемента сигнала;

$\tau_{эл}$  – длительность элемента составного сигнала, с;

$\Delta F_{эл}$  – эффективная ширина спектра элемента, отношение энергии сигнала к спектральной плотности шума на выходе рециркулятора может быть представлено в виде [4, 6]:

$$h_L^2 = \frac{h^2}{1-d} \cdot \frac{h^2}{4 \left( 2 \frac{B_{эл}}{L} + h^2 \right)}, \quad (4)$$

где  $d$  – параметр экспоненциальной весовой функции рециркулятора ( $0 < d < 1$ );

$h^2 = (2E_{эл}/N_0)^2$  – отношение энергии элемента сигнала к спектральной плотности шума на входе устройства тактовой синхронизации;

$E_{эл} = P_c \tau_{эл}$  – энергия элемента составного сигнала;

$P_c$  – мощность сигнала на входе устройства синхронизации.

Поскольку интеграл в формуле (3) в элементарных функциях не выражается, то для его взятия численными методами была использована аппроксимация интеграла вероятности [12]:

$$F(Z) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Z^2}{2}} (a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 + a_4 t^4 + a_5 t^5) + E(x), \quad (5)$$

где  $|E(x)| < 7,5 \cdot 10^{-8}$ ;

$$Z \geq 0;$$

$$t = \frac{1}{1 + pZ};$$

$$p = 0,2316419;$$

$$a_1 = 0,319381530;$$

$$a_2 = -0,356563782;$$

$$a_3 = 1,781477937;$$

$$a_4 = -1,821255978;$$

$$a_5 = 1,330274429.$$

Алгоритм цикловой синхронизации аналогичен изложенному выше и отличается только тем, что количество подинтервалов наблюдения совпадает с количеством элементов составного сигнала.

### Оценка эффективности метода

В качестве примера в табл. 1 приведены результаты численного расчета времени синхронизации (количества тактовых импульсов  $k$ ), выполненного по формулам (2 – 5) для указанной достоверности вхождения в синхронизм ( $P_{синхр}$ ).

Таблица 1

Результаты расчета информационного времени вхождения в синхронизм с учетом рециркуляций

$h^2$	$d$	$l$	$h_L^2$	$P_{пр}$	количество тактов, $k(t)$		
					$P_{\Sigma}(k) = 0,5$	$P_{\Sigma}(k) = 0,9$	$P_{\Sigma}(k) = 0,99$
0,5	0,9	13	0,073	0,015	> 50000	> 50000	> 50000
	0,99	127	0,735	0,05	4861	15846	31562
1	0,9	13	0,28	0,027	30842	> 50000	> 50000
	0,99	127	2,78	0,2	240	497	867
1,5	0,9	13	0,59	0,045	7849	26037	52058
	0,99	127	5,9	0,44	141	167	206
2	0,9	13	1	0,07	2193	7250	14484
	0,99	127	10	0,7	132	139	149

Для этого нами были выбраны следующие параметры системы:

- 1) база элемента  $B_{эл} = 512$ ;
- 2) число подтактов  $L = 128$ ;

3) параметр экспоненциальной весовой функции  $d = 0,99$ ;

4) количество повторений  $m = 3$ ;

5) отношение энергии элемента сигнала к

спектральной плотности шума на входе устройства тактовой синхронизации:

$$h^2 = 0.5; 1; 1.5; 2.$$

На основании результатов, приведенных в табл. 1, можно сделать вывод о том, что варьируя экспоненциальным параметром  $d$ , можно адаптироваться к сложившейся обстановке для уменьшения времени вхождения в синхронизм.

Также из табл. 1 видно, что даже при отношении сигнал/помеха на входе рециркулятора равно  $h^2 = 0,5$ , заданной вероятности вхождения в синхронизм  $P_{\Sigma}(k) = 0,99$ ,  $d = 0,9$  и  $\tau_{\Sigma} = 50 \cdot 10^{-6}$  с, можно добиться времени синхронизации порядка 1,6 секунды (произведение количества тактов  $k$  на длительность элемента сигнала).

При относительно высоком соотношении сигнал/шум в канале связи применение рециркулятора не целесообразно.

### Выводы

Таким образом, в статье предложен метод синхронизации, обеспечивающий работоспособность системы при воздействии комплекса помех с быстро изменяющимися характеристиками.

Полученные расчетные соотношения оценки вероятностно-временных характеристик системы синхронизации позволяют для различных условий функционирования выбирать оптимальные параметры системы связи, использующей сложные составные сигналы, и тем самым, минимизировать время вхождения в синхронизм.

Предложенный метод может быть использован при создании систем связи критического применения.

### Литература

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

2. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.

3. Стасев Ю.В., Коломиец А.С., Лаврут А.А. Оценка помехозащищенности декаметровых радиолинии при использовании сигналов с расширением спектра // Системи обробки інформації. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2002. – Вип. 3 (19). – С. 158-161.

4. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. Изд. 2-е, перераб. и дополн. – М.: Сов. радио, 1969. – 448 с.

5. Лейхтер Л.Е. Расчет гребенчатых фильтров-накопителей импульсных сигналов. – М.: Сов. радио, 1972. – 256 с.

6. Пестряков В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: Сов. радио, 1969. – 424 с.

7. Радиосистемы передачи информации / В.А. Васин, В.В. Калмыков и др. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.

8. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки информации. – М.: Радио и связь, 1986. – 352 с.

9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.

10. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи: Пер. с англ. / Под ред. Б.Р. Левина. – М.: Сов. радио, 1970. – 392 с.

11. Габидулин Э.М., Афанасьев В.Б. Кодирование в радиоэлектронике. – М.: Радио и связь, 1986. – 176 с.

12. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами: Пер. с англ./ Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. – М.: Наука, 1979. – 832 с.

*Поступила в редакцию 27.02.2006*

**Рецензент:** канд. техн. наук, доцент А.Ю. Стрюк, Полтавский военный институт связи, Полтава.