

УДК 621.391

А.С. Жученко

Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба

## СИНХРОНИЗАЦИЯ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫМ КОДИРОВАНИЕМ НА ОСНОВЕ ТУРБОКОДОВ

*В статье проводится анализ известных методов синхронизации и обосновывается выбор наиболее подходящего из них для систем передачи информации с помехоустойчивым кодированием на основе турбокодов.*

*помехоустойчивое кодирование, турбокод, синхронизация*

### Введение

#### Постановка проблемы и анализ литературы.

При рассмотрении процессов демодуляции (декодирования) считается, что значения неинформационных параметров сигнала известны с высокой точностью. Однако, за счет неидеальности аппаратуры, изменения условий распространения сигналов по каналу связи, возможной произвольности момента начала передачи, а также возможного движения передатчика или приемника, принимаемый сигнал имеет неопределенные амплитуду, задержку, частоту и фазу [1 – 3, 5, 6].

В режиме приема информации (после устранения больших рассогласований по частоте и времени задержки с помощью специальных поископороговых устройств, обеспечивающих режим первичного вхождения системы в связь [1]) вводится в действие система синхронизации, осуществляющая подстройку несущей частоты, фазы и времени задержки с точностью, необходимой для работы демодулятора (декодера).

При использовании турбокодов в системах передачи оказывается возможной передача информации при очень низком отношении сигнал/шум, близком к предельно возможному значению для данной скорости кода  $R$ . В таких условиях выбор метода синхронизации играет ключевую роль для реализации потенциальных возможностей турбокодов [3].

**Целью статьи** является выбор метода синхронизации для систем передачи с помехоустойчивым кодированием на основе турбокодов.

### Основной материал

Представим принимаемый сигнал для случая, когда неизвестные параметры сигнала являются случайными, но постоянными для всей принятой последовательности символов как [3]:

$$\dot{i}(t) = \varepsilon \sum_{k=0}^{K-1} \dot{a}_k p(t - kT - \tau) \exp\{j(\Delta\omega t + \theta)\} + \dot{w}(t),$$

где  $(\dot{a}_0, \dot{a}_1, \dots, \dot{a}_{K-1}) \in A$ ;  $A = \{\dot{a}^0, \dot{a}^1, \dots, \dot{a}^{M-1}\}$  – ал-

фавит передаваемых в канал символов (алфавит созвездия);  $p(t)$  – импульс с выхода фильтра типа приподнятого косинуса (фильтра Найквиста);  $T$  – длительность символа;  $\tau$  – время задержки;  $\Delta\omega = 2\pi\Delta F$  – отклонение несущей частоты принятого сигнала от частоты опорного колебания, формируемого в приемнике;  $\theta$  – фаза несущей;  $w(t)$  – комплексный АБГШ со спектральной плотностью мощности  $2N_0$ ,  $\varepsilon = \sqrt{E_c / N_0}$ ,  $E_c$  – энергия символа.

Если предположить, что расстройка частоты мала ( $|\Delta FT| \ll 1$ ), можно пренебречь уменьшением амплитуды сигнала и межсимвольной интерференцией на выходе согласованного фильтра, то принятый сигнал можно определить выражением [3]:

$$\dot{i}_k = \varepsilon \dot{a}_k \exp\{-j(2\pi\Delta FkT + \theta)\} + \dot{w}_k,$$

где  $\dot{i}_k$  – отсчет с выхода согласованного фильтра, взятый в момент времени  $kT$ , когда  $\dot{i}(t)$  поступает на вход согласованного фильтра;  $\dot{w}_k$  – последовательность независимых комплексных величин с нулевым средним значением, имеющих нормальное распределение реальной и мнимой частей.

Критерием качества оценки непрерывных параметров сигнала является дисперсия (или среднеквадратическое отклонение) оценки от истинного значения параметра сигнала. Если оценка является несмещенной, то можно указать нижнюю границу дисперсии ошибки, независимо от метода оценки параметра (граница Крамера-Рао) [4].

Пусть  $\gamma$  – принятая последовательность и  $\hat{\theta}$  – несмещенная оценка параметра  $\theta$ . Граница Крамера-Рао определяется следующим выражением:

$$\sigma_{\hat{\theta}}^2 = M \left\{ (\hat{\theta} - M\{\hat{\theta}\})^2 \right\} \geq \frac{1}{M \left\{ \left[ \frac{\partial \ln p(\gamma/\theta)}{\partial \theta} \right]^2 \right\}},$$

где  $p(\gamma/\theta)$  – функция правдоподобия  $\theta$ .

Во многих случаях статистика наблюдений за-

висит не только от неизвестных параметров, которые подлежат оценке, но и от несущественных параметров. Наличие несущественных параметров затрудняет вычисление границы Крамера-Рао.

Из анализа работ [5 – 7] следует, что влиянием неточности синхронизации можно пренебречь, если дисперсия оценки фазы  $\sigma_{\theta}^2 < 0,005 \div 0,01$  и дисперсия оценки времени задержки  $\sigma_{\tau}^2 < 0,005 \div 0,01$ .

Оценка параметров сигнала, необходимых для осуществления синхронизации, должна быть выполнена по методу максимального правдоподобия. Однако в целях упрощения часто используют субоптимальные алгоритмы [7, 8].

Далее рассмотрим только фазовую синхронизацию, предполагая, что частота несущей и время задержки точно известны.

Все методы синхронизации по степени использования передаваемых данных можно разделить на три вида: методы синхронизации, не использующие передаваемые данные; методы синхронизации, использующие известные передаваемые данные; методы синхронизации с обратной связью по решению [7 – 9].

Устройства синхронизации, которые для получения оценки параметров сигнала не используют ни известные данные, ни решения с выхода демодулятора или декодера называют устройствами синхронизации со снятием модуляции. Оценка неизвестного значения фазы определяется следующим выражением [8]:

$$\hat{\theta} = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_k |r_k|^X \exp \{ jM \arg \{ r_k \} \} \right\},$$

где  $\hat{r}_k = \varepsilon \hat{a}_k \exp \{ -j\theta \} + \hat{w}_k$ , а значение  $X$  может быть выбрано из множества  $\{0, 1, 2, \dots, M\}$  с целью минимизации дисперсии ошибки (для двоичной ФМ  $M = 2$ ).

Устройства синхронизации, использующие известные передаваемые данные, применяются, если для синхронизации в передаваемую последовательность кодовых символов вводятся преамбула или пилот-символы. Оценка фазы определяется выражением [9]:

$$\hat{\theta} = \arg \left\{ \sum_k \hat{a}_k^* \hat{r}_k \right\}, \quad (1)$$

где  $\hat{r}_k = \varepsilon \hat{a}_k \exp \{ -j\theta \} + \hat{w}_k$ ;  $\hat{a}_k$  – известные на приемной стороне передаваемые кодовые символы; для двоичной ФМ с противоположными сигналами  $\hat{a}_k = \pm e^{j\varphi}$ .

Устройства синхронизации с обратной связью по решению применяются, когда передаваемые данные не известны, но вместо них используют решения с выхода демодулятора или декодера [9]. Выра-

жение для оценки фазы можно получить из выражения (1), заменив известные передаваемые данные их оценками с выхода декодера или демодулятора:

$$\hat{\theta}^{(i)} = \arg \left\{ \sum_k (\hat{s}_k^{(i-1)})^* \hat{r}_k \right\},$$

где  $\hat{s}_k^{(i-1)}$  – оценка кодового символа  $\hat{a}_k$ , основанная на предыдущей оценке фазы  $\hat{\theta}^{(i-1)}$ .

Таким образом, оценка фазы сигнала осуществляется итеративно, при этом с увеличением количества итераций увеличивается достоверность решений декодера, что приводит к улучшению оценки фазы принятого сигнала. В качестве оценки кодовых символов  $\hat{s}_k^{(l)}$  могут быть использованы жесткие или мягкие решения демодулятора (не учитывается структура кода), а также жесткие или мягкие решения с выхода декодера (структура кода учитывается).

Мягкие решения символов определяются следующим образом [9]:

$$\hat{s}_k^{(l)} = \sum_{n=0}^{M-1} P(\hat{a}_k = \hat{a}_n / R_1^N, \theta^{(l)}) (\hat{a}_n)^*,$$

где  $P(\hat{a}_k = \hat{a}_n / R_1^N, \theta^{(l)})$  – апостериорная вероятность символа  $\hat{a}_n$ .

Для двоичной ФМ справедливы следующие выражения [7]:

$$P(\hat{a}_k = \hat{a}^0 / R_1^N, \theta^{(l)}) = \frac{\exp \{ L_k(\theta^{(l)}) \}}{1 + \exp \{ L_k(\theta^{(l)}) \}};$$

$$P(\hat{a}_k = \hat{a}^1 / R_1^N, \theta^{(l)}) = \frac{1}{1 + \exp \{ L_k(\theta^{(l)}) \}},$$

где  $L_k(\theta^{(l)})$  – логарифм отношения правдоподобия турбодекодера, определенный для  $l$ -ой оценки фазы  $\theta^{(l)}$ .

Так как устройство синхронизации с обратной связью по решению осуществляет оценку фазы сигнала итеративно, то в общем случае на одну итерацию турбодекодера может приходиться несколько итераций устройства синхронизации. Однако в [9] показано, что с незначительным ухудшением характеристик достаточно одной итерации устройства синхронизации на одну итерацию турбодекодера.

Рассмотрим границу Крамера-Рао для различных методов синхронизации [9], которые показаны на рис. 1. Из рисунка следует, что методы синхронизации, не использующие передаваемые данные, имеют наибольшую дисперсию ошибки. Использование пилот-символов или преамбулы позволяет уменьшить дисперсию ошибки, но недостатком является уменьшение информационной эффективности, так как пилот-символы и преамбула не несут полезной информации с точки зрения передачи дан-

ных и уменьшают энергию, приходящуюся на информационные символы. Наименьшую дисперсию ошибки обеспечивают методы синхронизации с обратной связью по решению, которые при оценке неизвестных параметров сигнала учитывают структуру помехоустойчивого кода.

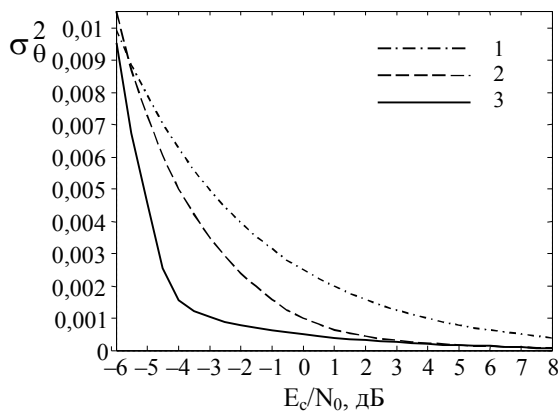


Рис. 1. Граница Крамера-Рао для различных методов синхронизации,  $K = 1000$ : 1 – синхронизация со снятием модуляции; 2 – синхронизация с использованием известных передаваемых данных (20 % пилот-символов); 3 – синхронизация с обратной связью по решению (турбокод с  $R = 1/3$ ,  $v = 4$ ).

На рис. 2 представлена схема приемного устройства системы передачи с помехоустойчивым

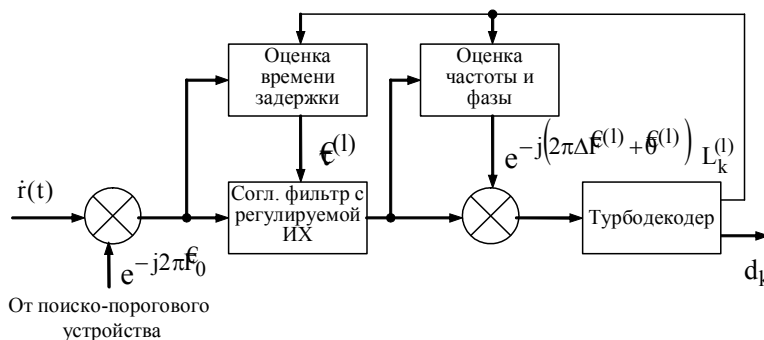


Рис. 2. Схема приемного устройства

кодированием на основе турбокодов и синхронизацией с обратной связью по решению.

Компенсация времени задержки осуществляется при помощи цифрового согласованного фильтра с регулируемой импульсной характеристикой [7]. Предполагается, что поиско-пороговое устройство осуществляет начальную оценку частоты с точностью  $2\div 3\%$  от тактовой частоты  $f_T = 1/T$  [1].

Отсчеты с выхода согласованного фильтра поступают на блок оценки фазы и частоты. Для каждого принятого кодового блока на первой итерации ( $l = 1$ ) устанавливаются  $\epsilon^{(0)} = 0$ ,  $\theta^{(0)} = 0$ ,  $\Delta f^{(0)} = 0$ ,  $L_k^{(0)} = 0$  и осуществляется декодирование принятой последовательности. На последующих итерациях ( $l \geq 2$ ) осуществляется оценка времени задержки, фазы и частоты с использованием мягких

решений турбодекодера  $L_k^{(l-1)}$  и оценок параметров сигнала  $\epsilon^{(l-1)}$ ,  $\theta^{(l-1)}$ ,  $\Delta f^{(l-1)}$ , полученных на предыдущей итерации.

## Выводы

Таким образом, поскольку системы передачи информации с помехоустойчивым кодированием на основе турбокодов предполагают работу при низком отношении сигнал/шум, то наиболее целесообразно использование синхронизации с обратной связью по решению, что позволит реализовать потенциальные возможности турбокодов.

## Список литературы

1. Долгов В.И. Основы статистической теории приема дискретных сигналов. – Х.: ХВВКИУ РВ, 1989. – 448 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
3. Noels N., Steendam H., Moeneclaey M. The Impact of the Observation Model on the Cramer-Rao Bound for Carrier and Frequency Synchronization // IEEE International Conference on Communications 2003, ICC'03. – Anchorage, Alaska. – May 11-15, 2003.
4. Van Trees H.L. Detection, Estimation and Modulation Theory. – New York: Wiley, 1968.
5. Mielczarek B., Svensson A. Joint timing synchronization and decoding of turbo codes in AWGN // Communication Systems Group, Department of signals and Systems Chalmers University of Technology [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://www.s2.chalmers.se>.
6. Wymeersch H., Noels N., Steendam H., Moeneclaey M. Synchronization at low SNR: performance bounds and algorithms // IEEE Communication Theory Workshop. – Capri, Italy. – May 2004 [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://telin.rug.ac.be>.
7. Zhang L. Synchronization techniques for high efficiency coded wireless systems: PhD Thesis. – Communications Research Group Department of Electronics University of York. – 2003. – 196 p. [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://www.elec.york.ac.uk/comms/theses>.
8. Viterbi A.J., Viterbi A.M. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with applications to burst digital transmission // IEEE Trans. on Inform. Theory. – July 1983. – Vol. IT-29. – P. 543-551.
9. Noels N., Steendam H., Moeneclaey M. Carrier phase recovery in turbo receivers: Cramer-Rao bound and synchronizer performance // IEEE International Symposium on Turbo codes 2003, ISTC'03. – Brest, France. – Sep. 1-5, 2003. – P. 323-326 [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://telin.rug.ac.be>.

Поступила в редколлегию 23.03.2007

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. В.А. Краснобаев, Харьковский национальный технический университет сельского хозяйства им. П. Василенко, Харьков.