

УДК 621.391

**НЕКОГЕРЕНТНОЕ ВЫДЕЛЕНИЕ СИГНАЛА ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ  
ДЛЯ ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ  
С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ**

*Банкет В.Л., Манаков С.Ю.*

*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова,  
65029, г.Одесса, Украина, ул. Кузнечная, 1.  
vlbank@mail.ru, manakov@onat.edu.ua*

**НЕКОГЕРЕНТНЕ ВИДІЛЕННЯ СИГНАЛУ ТАКТОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ  
ДЛЯ ДЕМОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ ЧАСТОТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ  
З НЕПЕРЕРВНОЮ ФАЗОЮ**

*Банкет В.Л., Манаков С.Ю.*

*Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова,  
65029, м.Одесса, Україна, вул. Ковальська, 1.  
vlbank@mail.ru, manakov@onat.edu.ua*

**THE NONCOHERENT EXTRACTION OF THE TIME SYNCHRONIZATION SIGNAL  
FOR DEMODULATION OF CONTINUOUS PHASE FREQUENCY MODULATION  
SIGNALS**

*Banket V.L., Manakov S.Ju.*

*O.S. Popov Odessa national academy of telecommunications,  
1 Kovalska St., Odessa, 65029, Ukraine.  
vlbank@mail.ru, manakov@onat.edu.ua*

**Аннотация.** Дискретные сигналы частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ) характеризуются постоянной огибающей, отсутствием скачков фазы при модуляции, а также высокими показателями энергетической и частотной эффективности. Все эти преимущества в сочетании с компактностью спектра и малым уровнем внеполосных излучений определяют широкое применение сигналов ЧМНФ в системах наземной и спутниковой связи. В статье разработаны алгоритм и структура некогерентного выделителя сигналов тактовой синхронизации для демодуляции сигналов частотной модуляции с непрерывной фазой. Метод прост в реализации и основан на применении некогерентных процедур обработки сигналов, не требующих использования предварительных сведений о частоте и фазе ЧМ сигнала.

**Ключевые слова:** выделитель сигналов тактовой синхронизации, сигнал частотной модуляции с непрерывной фазой.

**Анотація.** Дискретні сигнали частотної модуляції з неперервною фазою (ЧМНФ) характеризуються постійною обвідною, відсутністю стрибків фази при модуляції, а також високими показниками енергетичної й частотної ефективності. Усі ці переваги в комбінації з компактністю спектра й малим рівнем позасмугових випромінювань визначають широке застосування сигналів ЧМНФ у системах наземного й супутникового зв'язку. У статті розроблено алгоритм і структуру некогерентного виділювача сигналів тактової синхронізації для демодуляції сигналів частотної модуляції з неперервною фазою. Метод простий у реалізації й заснований на застосуванні некогерентних процедур обробки сигналів, що не вимагають використання попередніх відомостей про частоту й фазу ЧМ сигналу.

**Ключові слова:** некогерентне виділення сигналів тактової синхронізації, сигнал частотної модуляції з неперервною фазою.

**Abstract.** Discrete signals of with continuous phase frequency modulation (CPFM) are characterized by a constant envelope, absence of phase jumps, and high values of power and frequency efficiency. All these advantages in a combination to spectral compactness and small level of out-of-band emissions define wide application of CPFM signals in systems of land and satellite communication. In article, the algorithm and structure of non-coherent clock extractor are developed for demodulation of CPFM signals. The method is simple in realization and is based on application of non-coherent procedures of processing of the signals, which are not demanding use of advance information about frequency and phase of FM signal.

**Key words:** noncoherent extraction of time synchronization signal, continuous phase frequency modulation signals.

Дискретные сигналы частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ) характеризуются постоянной огибающей, отсутствием скачков фазы при модуляции, а также высокими показателями энергетической и частотной эффективности. Все эти преимущества в сочетании с компактностью спектра и малым уровнем внеполосных излучений определили широкое применение ЧМНФ сигналов в системах наземной и спутниковой связи. Методы формирования, модуляции/демодуляции ЧМНФ сигналов подробно изложены в основополагающей монографии [1], а также в популярном руководстве [2]. В [5] авторами настоящей статьи были разработаны алгоритм и структура «активного фильтра» – демодулятора для оптимального некогерентного приема сигналов ЧМНФ. Известно, что для демодуляции дискретных сигналов необходимы сведения о границах принимаемых сигналов. Такие сведения вырабатываются *системой тактовой синхронизации*. Традиционно выделение сигналов тактовой синхронизации выполняется в когерентных демодуляторах путем обработки сигналов с выходов когерентных детекторов. Если же в демодуляторе когерентное детектирование не предусмотрено (как, например, в некогерентном «активном фильтре» из [5]), упомянутое выше традиционное решение неприменимо и возникает *актуальная* задача разработки алгоритма работы и структуры специального *некогерентного выделителя сигналов* тактовой синхронизации. Дополнительно следует отметить, что в упомянутых выше руководствах [1, 2] вопросы тактовой синхронизации в системах с ЧМНФ сигналами *не рассматриваются вообще*. В этих условиях разработка алгоритмов работы и структур систем тактовой синхронизации для некогерентных модемов становится *актуальной* задачей. **Цель настоящей статьи** – разработка алгоритма работы и структуры системы выделения сигналов тактовой синхронизации ЧМНФ сигналов, не требующих предварительного когерентного детектирования (т.е. способа *некогерентного выделения*).

**Математическая модель сигнала ЧМНФ.** Теоретической основой разработки алгоритма работы выделителя сигнала синхронизации является математическое описание сигнала ЧМНФ. Дискретный сигнал ЧМНФ имеет вид [1]

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_c t + \varphi(t)], \quad (1)$$

где текущая фаза на  $n$ -м интервале  $[nT < t \leq (n+1)T]$  равна

$$\varphi_{(n)}(t) = 2\pi h \sum_{k \leq n} u_k g_\varphi(t - kT). \quad (2)$$

Здесь  $E$  – энергия символа длительностью  $T$ ;  $\omega_c$  – частота сигнала;  $h$  – индекс модуляции,  $u_k$  – модулирующие символы, выбираемые из алфавита:  $u_k \in [\pm 1, \pm 2, \dots, \pm 3, \dots, \pm (M-1)]$ ;  $g_\varphi(t)$  – форма фазового сглаживающего импульса. По определению [1] в качестве функции фазового сглаживающего импульса  $g_\varphi(t)$  может быть использована любая функция, удовлетворяющая условиям: 1) при  $t \leq 0$  функция  $g_\varphi(t) = 0$ ; 2) при  $t \geq T$  функция  $g_\varphi(t) = \frac{1}{2}$ , где  $T$  – некоторый интервал времени.

Обычно для описания ЧМНФ сигналов задают форму *частотного импульса*  $g_f(t)$ , который связан с *фазовым импульсом*  $g_\phi(t)$  известным соотношением

$$q_f(t) = \frac{d}{dt} g_\phi(t). \quad (3)$$

Подробные сведения о типичных формах фазовых функций приведены в монографии [4, табл. 2.3]. Наиболее популярной формой частотного импульса является форма

$$q_f(t) = \frac{1}{2T} [1 - \cos(\frac{2\pi t}{T})], \quad 0 \leq t \leq T, \quad (4)$$

классифицируемая в литературе как RC (поднятый косинус – Raised Cosine). В [5] показано, что ЧМНФ сигнал имеет свойство сигналов дифференциальной модуляции и что при ЧМНФ передаваемая информация заключена в форме продолжений фазовых траекторий, которые заканчиваются значениями фаз, кратными величине  $\pi h$ . Для последующего представляет интерес вычисление первой разности текущих фаз

$$\Delta_{(n)}^1(\varphi_{(n)}(t)) = \varphi_{(n)}(t) - \varphi_{(n-1)}(t) = 2\pi h \left\{ \sum_{k \leq n} u_k g(t - kT) - \sum_{k \leq (n-1)} u_k g(t - kT) \right\} = 2\pi h u_n g(t - kT). \quad (5)$$

**Описание алгоритма.** Наиболее простым алгоритмом выделения первых разностей фаз сигналов является *автокорреляционный алгоритм*, при котором на интервале длительности обрабатываемого сигнала интегрируется произведение принимаемого сигнала и его копии, задержанной на длительность символа  $T$ . В рассматриваемом случае, когда величина длительности символа сигнала  $T$  *заранее известна* (но не известны моменты начала и окончания символа, т. е. пределы интегрирования), для решения поставленной задачи достаточно ограничиться операциями перемножения. Рассмотрим произведения сигнала вида (1) и его задержанных копий (ниже используются известные формулы тригонометрии):

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_c t + \varphi(t)], \quad \varphi_{(n)}(t) = 2\pi h \sum_{k \leq n} u_k g_\phi(t - kT); \\ s(t-T) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_c(t-T) + \varphi(t-T)], \quad \varphi_{(n)}(t) = 2\pi h \sum_{k \leq n} u_k g_\phi(t - kT); \\ s(t)s[(t-T)] &= \frac{E}{T} \{ \cos[2\omega_c t - \omega_c T + \varphi(t) + \varphi(t-T)] + \cos[-\omega_c T + [\varphi(t) - \varphi(t-T)]] \}. \quad (6) \end{aligned}$$

Далее удобно пропустить задержанный сигнал через фазовращатель на угол  $\frac{\pi}{2}$  (сигнал отмечен знаком (\*)):

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_c t + \varphi(t)], \quad \varphi_{(n)}(t) = 2\pi h \sum_{k \leq n} u_k g_\phi(t - kT); \\ s^*(t-T) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin[\omega_c(t-T) + \varphi(t-T)], \quad \varphi_{(n)}(t) = 2\pi h \sum_{k \leq n} u_k g_\phi(t - kT). \end{aligned}$$

В результате перемножения получаем:

$$s(t)s^*[(t-T)] = \frac{E}{T} \{ \cos[2\omega_c t - \omega_c T + \varphi(t) + \varphi(t-T)] + \cos[-\omega_c T + [\varphi(t) - \varphi(t-T)]] \}. \quad (7)$$

Видно, что выходы перемножителей (6) и (7) содержат разность фаз, т.е. первую разность фаз  $\Delta^1(T) = [\varphi(t) - \varphi(t-T)] = 2\pi h u_n g(t - nT)$ . Слагаемые в (6), (7) в фигурных скобках с удвоенной частотой сигнала  $2\omega_c$  могут быть подавлены фильтрами нижних частот (ФНЧ). С учетом этого в выражениях (6) и (7) остаются синус и косинус одного и того же аргумента. Их перемножение дает

$$U_{ss}(n) = [s(t)s(t-T)][s(t)s^*(t-T)] = \frac{1}{2} \sin\{2[-\omega_c T + 2\pi h u_n g(t - nT)]\}. \quad (8)$$

Таким образом, описанная выше процедура некогерентной «псевдокорреляционной» обработки позволяет выделить из принимаемого сигнала последовательность фазовых импульсов, промодулированных информационными символами. Т.е. сигнал (8), как выход выделителя синхроимпульсов содержит информацию о частоте и фазе синхроимпульсов. Наличие в аргументе слагаемого  $(-\omega_c T)$  помехой не является, поскольку произведение постоянных множителей  $\omega_c$  и  $T$  есть величина постоянная и в аргументе синуса в (8) служит неким «пьедесталом», смещающим уровень аргумента функции (8). Поскольку функция (8) определяется последовательностью фазовых импульсов, следующих «в такт» с передаваемыми информационными символами, она фактически *содержит информацию о границах посылок* ЧМНФ сигналов. Для выделения границ посылок достаточно использовать моменты пересечения функцией (8) определенного (например, нулевого) уровня. Сказанное подтверждается результатами моделирования.

На рис. 1 на верхней диаграмме представлена последовательность первых разностей ЧМНФ сигнала промодулированной случайной последовательностью знакопеременных двоичных символов. На нижней диаграмме показана форма результата обработки в соответствии с выражением (8). Регистрация пересечений этой функции (отмечены импульсами со звездочками) с нулевым уровнем позволяет выделить моменты начала и окончания символа. Таким образом, в соответствии с формулами (6)...(8), некогерентный выделитель сигнала синхронизации содержит:



Рисунок 1 – Иллюстрация работы выделителя синхроимпульсов ЧМНФ сигнала

1) Два перемножителя, причем на первый перемножитель подается сигнал и его копия, задержанная на длительность символа, а на второй перемножитель подается сигнал и через фазовращатель на угол  $\frac{\pi}{2}$  его копия, задержанная на длительность символа.

2) Для подавления в результатах перемножения составляющих с удвоенной частотой выходы перемножителей подаются на ФНЧ.

3) Выходы ФНЧ перемножаются.

4) Сигнал синхронизации выделяется на основе регистрации моментов пересечения результатом перемножения нулевого уровня.

**Выводы.** В статье разработан простой в реализации метод формирования сигналов тактовой синхронизации для демодуляции сигналов частотной модуляции с непрерывной фазой.

После процедуры выделения тактовых импульсов рекомендуется применение известных цифровых методов фильтрации сигналов тактовой синхронизации.

Метод основан на применении некогерентных процедур обработки сигналов, не требующих использования предварительных сведений о частоте и фазе ЧМ сигнала. Это обстоятельство позволяет рекомендовать разработанный метод в составе алгоритмов некогерентной демодуляции ЧМНФ сигналов.

Наличие в составе алгоритма многократных перемножений суммы обрабатываемого сигнала с возможной помехой из канала может привести (как при автокорреляционном приеме) к снижению помехоустойчивости. Величина такого ухудшения должна быть определена теоретически либо моделированием.

#### ЛИТЕРАТУРА:

1. J.B. Anderson, T. Aulin, C.-E. Sundberg. Digital Phase Modulation. N.Y.: Plenum Press. 1986. 490 p.
2. Прокис Дж. Цифровая связь / Прокис Дж. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
3. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В.Л. Банкет, В.М.Дорофеев – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
4. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах / Банкет В.Л. – Одесса: Феникс, 2009. –180 с.
5. Банкет В.Л. Активный фильтр для оптимальной некогерентной демодуляции сигналов частотной модуляции с непрерывной фазой (Находится в печати журнала «Цифровые технологии» / В.Л. Банкет, С.Ю. Манаков, – Одесса, 2015).

#### REFERENCES:

1. J.B. Anderson, T. Aulin, C.-E. Sundberg. Digital Phase Modulation. N.Y.: Plenum Press. 1986. 490 p.
2. D. Proakis. Digital communications. – M.: Radio and telecommunications, 2000. – 800 p.
3. V.L. Banket, V.M. Dorofeev. Digital methods in satellite communication. – M.: Radio and telecommunications, 1988. – 240 p.
4. V.L. Banket. Signal-code constructions in telecommunication systems. – Odessa: Fenix, 2009. 180 p.
5. V.L. Banket, S.Ju. Manakov. Active filter for optimal non-coherent demodulation of continuous phase frequency modulation signals (For issuing in “Digital technologies” journal. – Odessa, 2015).