

## ЦИФРОВОЙ КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ БЛОЧНЫХ ФМ СИГНАЛОВ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО РАДИОКАНАЛАМ ВЧ ДИАПАЗОНА

Афанасьевский В.Б., Новиков Ю.А.

E-mail: [k722@post.fssr.ru](mailto:k722@post.fssr.ru)

Синтезирован цифровой комплексный корреляционный обнаружитель (ЦККО) блочных ФМ передач ВЧ диапазона. Представлены характеристики корреляционного обнаружителя. Определен диапазон рабочих частот (ДРЧ) ЦККО при различных ОСШ, степень негативного влияния неточности установки фазы тактовой частоты на характеристики обнаружения и ДРЧ.

В последние годы в ВЧ диапазоне широкое распространение получили высокоскоростные блочные сигналы, использующие фазовую манипуляцию (ФМ).

Решая проблему качественного приема (демодуляции) таких сигналов, в условиях воздействия на них различных неблагоприятных факторов, связанных с особенностями распространения радиоволн в ВЧ диапазоне, возникает необходимость в решении ряда специфических задач:

- Обнаружение начала сигнала. Для снижения негативного воздействия нестационарности характеристик радиоканала связи, информация передается в блочном режиме. Длительность передаваемого блока нередко может составлять доли секунды, что делает актуальной задачу своевременного и надежного обнаружения начала блока. Решение этой задачи создает условия для быстрой настройки демодулятора. Неэффективная работа обнаружителя сигнала или его отсутствие ведет к снижению качества демодуляции и к потерям блоков;
- Определение несущей частоты сигнала. При демодуляции ФМ сигналов, передаваемых по телефонным либо спутниковым каналам связи, несущая частота сигналов известна, как правило, достаточно точно ( $\pm 1$ Гц). При организации радиосвязи по каналам ВЧ диапазона, смещение несущей частоты может составлять десятки Гц, что обусловлено погрешностью опорных частот передающего и приемного устройств;
- Поиск (разработка) методов адаптивной коррекции с быстрой сходимостью, способных эффективно работать в условиях сильной многолучевости. Радиоканалы связи ВЧ диапазона относятся к каналам с памятью, которая создает значительные препятствия качественной демодуляции высокоскоростных ФМ передач.

Эффективное решение вышеперечисленных задач возможно путем использования особенностей построения блочных ФМ передач, заключающиеся в том, что они содержат в своей структуре отрезки известной последовательности символов, а именно – стартовую настроечную последовательность (СНП).

В данной работе рассмотрено решение первой задачи путем синтеза ЦККО ФМ сигнала с неизвестной начальной фазой и амплитудой и анализа его вероятностных характеристик.

Определим сигнал на входе обнаружителя следующим образом:

$$Y(nT+t_o) = \sum_{k=0}^{M-1} X((n-k)T)h(kT+t_o)\exp(j\omega_c(nT+t_o)+\varphi_o) + n(nT+t_o),$$

где  $x(nT)$  - комплексная последовательность передаваемых символов (в частности СНП),  $h(nT)$  результирующая комплексная импульсная характеристика (КИХ) системы передачи-приема информации, включающая КИХ передающего фильтра, канала связи и приемного фильтра,  $\omega_c$  - СНЧ,  $n(nT)$  - независимые отсчеты комплексного аддитивного гауссовского шума (АГШ), синфазная и квадратурная компоненты которого обладают нулевым математическим ожиданием (МО) и дисперсией  $G_s^2 = G_c^2 = G^2$ ,  $T$  - период следования символов,  $\varphi_o$  - начальная фаза,  $M$  – память канала.

Как известно из теории оптимальной линейной фильтрации [1], решение задачи обнаружения полностью известного сигнала, при использовании критерия максимума отношения сигнал/шум (ОСШ), приводит к синтезу фильтра, согласованного с заданным сигналом. В случае, когда начальная фаза принимаемого сигнала неизвестна, обнаружение производится по огибающей сигнала, для чего согласованный фильтр (СФ) дополняется детектором огибающей (ДО).

Таким образом, оптимальный ЦККО известной последовательности символов, при условии отсутствия априорной информации о начальной фазе и амплитуде принимаемого сигнала, содержит комплексный трансверсальный фильтр, согласованный с заданной последовательностью, и ДО. Априорная неопределенность амплитуды принимаемого сигнала, в этом случае, учитывается при определении порога принятия решения.

Коэффициенты трансверсального фильтра  $C_m = C_{rm} + jC_{im}, m = 0 \dots N-1$ , рассчитываются следующим образом:

$$C_m = A X^* ((N-1-m)T) \exp(j\omega_c ((N-1-m)T)),$$

где  $A$  – произвольный коэффициент.

Для расчета вероятностных характеристик ЦККО найдем сигнал на выходе СФ, полагая  $\omega_c = 0$ :

$$Z((N-1)T+t_o) = ANh(t_o) \sum_{m=0}^{N-1} \exp(j\omega_c ((N-1-m)T+t_o) + \varphi_o) + \sum_{m=0}^{N-1} A X^* ((N-1-m)T) n((N-1-m)T+t_o)$$

Плотность вероятности (ПВ) огибающей  $Z((N-1)T+t_o)$ , при отсутствии полезного сигнала  $X(nT)$ , распределена по закону Рэля, а ПВ огибающей суммы полезного сигнала и шума распределена по обобщенному закону Рэля [2]. Для случая, когда амплитуда полезного сигнала значительно (более чем в 5 раз) превышает среднеквадратическое значение шума, то ПВ можно аппроксимировать гауссовским распределением с той же дисперсией и средним значением равным МО огибающей  $Z((N-1)T+t_o)$ . При определении порога принятия решения по критерию Неймана-Пирсона, характеристики обнаружения ЦККО можно рассчитать по следующей формуле:

$$P_{\text{нп}}(Z) = \frac{1}{2} (1 + \Phi(|qh(t_o)| \sqrt{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(j\omega_c ((N-1-m)T+t_o)) | -\sqrt{-2 \ln P_{\text{лм}}})) \quad (1)$$

где  $q$  - ОСШ на входе обнаружителя,  $\Phi(x)$  - интеграл вероятности [2],  $P_{\text{лм}}$  - вероятность ложной тревоги. Мощность входного сигнала нормирована, т. е.  $P_c = \sum_{k=0}^{M-1} |h(kT)|^2 = 1$ .

Исследования корреляционных свойств СНП позволили выявить отрезки СНП, обладающие хорошими корреляционными свойствами, т.е. имеющие малый уровень боковых лепестков. Это позволяет не только обнаружить сигнал, но и с высокой точностью обеспечить идентификацию местоположения символов в СНП, что необходимо для обеспечения быстрой сходимости адаптивного корректора. В этом случае, при расчете вероятностных характеристик ЦККО, необходимо учитывать не только влияние аддитивного шума, но и негативное воздействие побочных пиков автокорреляционной функции (АКФ), расположенных до главного пика АКФ. В связи с тем, что база последовательностей, обладающих хорошими корреляционными свойствами мала (не более 32 символов), при ОСШ более 10-15 дБ может происходить ложное обнаружение на побочных пиках АКФ. Для того, чтобы этого избежать, порог обнаружения необходимо выбирать с учетом мощности входного сигнала («плавающий» порог). Тогда характеристики обнаружения ЦККО рассчитываются по следующей формуле:

$$P_{\text{но}}(f, q, t_o) = \frac{1}{2} (1 + \Phi(q |h(t_o)| \sqrt{2N} \frac{\sqrt{2(1 - \cos(\omega_p (N-1)T))}}{\omega_p (N-1)T} - \sqrt{-2 \ln P_{\text{лм}} (1 + q^2)})) \quad (2)$$

На рис.1, 2 представлены результаты расчета вероятностных характеристик ЦККО блочного ФМ сигнала вида ФМ8 для  $N=16,32$  при  $P_{\text{лм}} = 10^{-6}$  ( $T=2400^{-1}$ ), используя формулу (2). Там же точками показаны результаты моделирования.

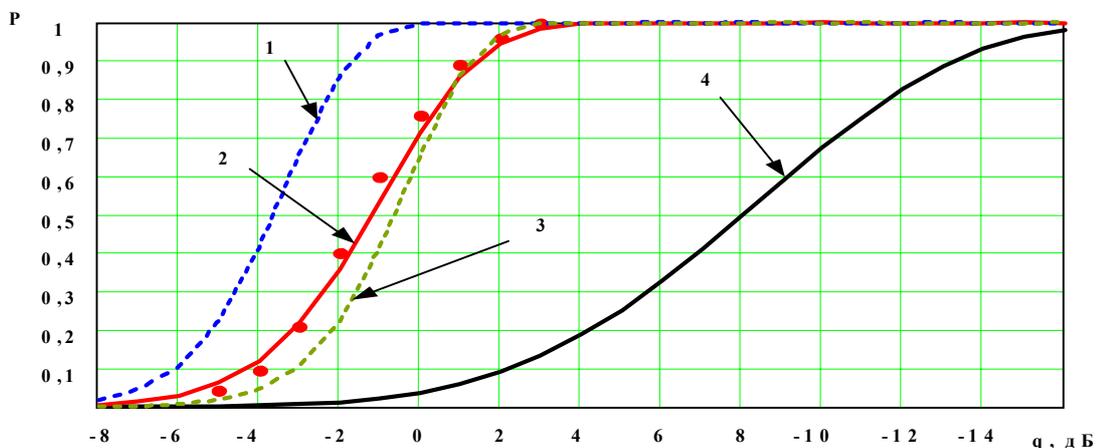


Рис.1. Характеристики обнаружения ЦККО (1,2 –  $N=32$ ; 3,4 –  $N=16$ ; 1,3 – порог обнаружения по Нейману Пирсону; 2,4 – «плавающий» порог).

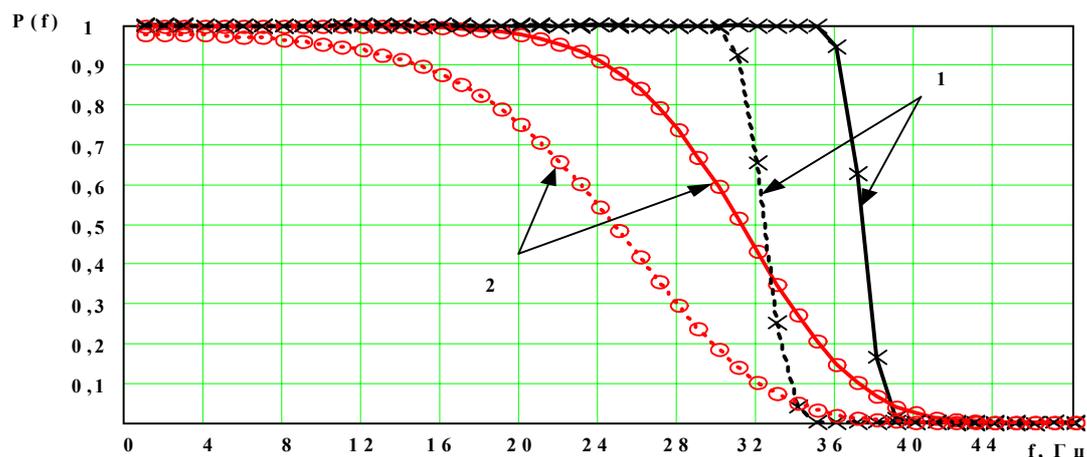


Рис.2 Зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала  $P_{no}$  от СЧ при различных ОСШ и фазе тактовой частоты. Кривые 1 рассчитаны при ОСШ  $q=20\text{дБ}$ , а 2 – при ОСШ  $q=5\text{дБ}$ . Сплошной линией показана вероятность правильного обнаружения при точной дискретизации с частотой символов, а прерывистой – при неточной установке фазы тактовой частоты ( $\pm 0,25T$ ).

- Синтезирован ЦККО и проведен анализ, позволяющий:
  - рассчитать характеристики обнаружения ЦККО,
  - определить диапазон рабочих частот (ДРЧ) ЦККО при различных ОСШ,
  - выявить степень негативного влияния неточности установки фазы тактовой частоты на характеристики обнаружения и ДРЧ.

### Литература

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н., Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. Пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.: ил.
2. Гоноровский И.С., Демин М.П., Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов.-5-е изд; перераб. и доп.-М.: Радио и связь, 1994.-480с.:ил.
3. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов, М., 1965 г., - 608 с. с ил.



**DIGITAL CORRELATION DETECTOR OF BLOCK PSK SIGNALS TRANSMITTED VIA HF RADIO CHANNELS**

Afanasjevsky V., Novikov Y.

E-mail: [k722@post.fssr.ru](mailto:k722@post.fssr.ru)

Abstract: Complex digital correlation detector (CDCD) for PSK signal is synthesized and an analytical expression is found allowing calculate CDCD detection characteristics.

In recent years high-speed block signals operating phase on-off modulation have been widespread in HF band.

Solving the problem of a high-quality reception (demodulation) of such signals being influenced by a variety of severe factors coupled to peculiarities of radio propagation in HF band, a number of specific problems are to be resolved:

- Detection of a signal beginning. To reduce a negative influence of nonstationary radio channel characteristics the information is transmitted in a block mode. Duration of the transmitted block quite often may make fractions of a second making actual a problem of duly and reliable detection of the beginning of a block. Solving this problem the conditions for fast demodulator tuning are created. Inefficient work of a signal detector or its unavailability leads to a build-down of demodulation quality and to losses of blocks;

- Determination of a signal carrier. Demodulating PSK signals transmitted via telephone or satellite communication channels, signal carrier is known, as a rule, precisely enough ( $\approx 1$ Hz). Organizing a radio communication via RF channels, carrier shift may make tens of Hz being caused by errors in reference frequencies of transmitting and receiving devices;

- Search (development) of methods for adaptive correction with fast convergence, enabling an effective work in strong multipathing. HF radio channels are considered among memory channels; this memory significantly hampers a high-quality demodulation of high-speed PSK transmissions.

The problems set forth above can be effectively solved by the use of structural peculiarities of block PSK transmissions containing in their structure pieces of a known sequence of digits, namely - starting training sequence (STS).

The present work considers the solution of the first problem by synthesis of a CDCD for PSK signal with an unknown initial phase and amplitude, and analysis of its probability characteristics.

Let's define an input signal of the detector as follows:

$$Y(nT + t_o) = \sum_{k=0}^{M-1} X((n-k)T)h(kT + t_o) \exp(j\omega_c(nT + t_o) + \varphi_o) + n(nT + t_o),$$

Where  $x(nT)$  - complex sequence of transmitted digits (in particular STS),  $h(nT)$  - resulting complex pulse response (CPR) of an information transmission-reception system including CPR for transmitting filter, communication channel and receiving filter,  $\omega_c$  - ELF,  $n(nT)$  - independent samples of complex additive Gaussian noise (AGN) whose in-phase and quadrature components have zero average of distribution (AD) and dispersion,  $G_s^2 = G_c^2 = G^2$  - digit following period,  $\varphi_o$  - initial phase,  $M$  - channel memory.

As is well known from the optimum linear filtering theory [1], solving the problem of completely known signal detection when using a maximum signal-to-noise merit (STNM) criterion, a filter matched with a preset signal is synthesized as a result. In case when the initial phase of a received signal is unknown, detection is made by a waveform envelope; for this purpose matched filter (MF) is added by an envelope detector (ED).

Thus, an optimum CDCD of a known digit sequence in absence of a priori information on the initial phase and amplitude of a received signal contains a complex transversal filter matched with a preset sequence and ED. A priori amplitude ambiguity of a received signal, in this case, is taken into account when determining a threshold of decision making.

Factors for transversal filter  $C_m = C_{r_m} + jC_{i_m}, m = 0 \dots N - 1$  are calculated as follows:

$$C_m = A X^*((N - 1 - m)T) \exp(j\omega_c((N - 1 - m)T)),$$

where  $A$  - arbitrary factor.

To calculate CDCD's probability characteristics we find an output MF signal assuming  $\omega_c = 0$ :

$$Z((N-1)T + t_o) = ANh(t_o) \sum_{m=0}^{N-1} \exp(j\omega_c((N-1-m)T + t_o) + \varphi_o) + \sum_{m=0}^{N-1} A X^*((N-1-m)T) n((N-1-m)T + t_o)$$

Probability density (PD) for envelope  $Z((N-1)T+t_o)$  at absence of a useful signal  $X(nT)$  is distributed under Rayleigh law while envelope PD for the sum of useful signal and noise is distributed under generalized Rayleigh law [2]. For the case when useful signal amplitude is considerably (more than 5 times) exceeds root-mean-square value of noise, PD can be approximated by Gaussian distribution with the same dispersion and a mean equal to AD of the envelope  $Z((N-1)T+t_o)$ . Determining a threshold of decision making by Neumann-Pierson criterion, characteristics of CDCD detection can be calculated under the following formula:

$$P_{HI}(Z) = \frac{1}{2} (1 + \Phi(|qh(t_o)|\sqrt{2N} \sum_{m=0}^{N-1} \exp(j\omega_c((N-1-m)T + t_o)) | -\sqrt{-2 \ln P_{fm}})) \quad (1)$$

Where -  $q$  STNM at a detector input,  $\Phi(x)$  - integral of probability [2],  $P_{fm}$  - probability of a false alarm. Input signal power is normalised, i.e.  $P_c = \sum_{k=0}^{M-1} |h(kT)|^2 = 1$ .

Examination of STS correlation properties makes possible to reveal pieces of STS with good correlation properties, i.e. having a small sidelobe level. It allows not only to detect a signal but also to provide a high-accurate fix of digits in STS necessary for fast convergence of an adaptive equaliser. In this case, calculating CDCD probability characteristics not only the influence of an additive noise must be taken into account but also a negative impact of autocorrelative function (ACF) spurious peaks located before the main ACF peak. As the base of sequences with good correlation properties is small (no more than 32 digits), at STNM more than 10-15 dB, a false detection on spurious ACF peaks may take place. To avoid it detection threshold must be chosen in view of an input signal power ("floating" threshold). Then CDCD detection characteristics are calculated under the following formula:

$$P_{HI}(f, q, t_o) = \frac{1}{2} (1 + \Phi(q | h(t_o) | \sqrt{2N} \frac{\sqrt{2(1 - \cos(\omega_p(N-1)T))}}{\omega_p(N-1)T} - \sqrt{-2 \ln P_{fm}(1 + q^2)})) \quad (2)$$

Figs. 1, 2 present the calculation results of CDCD probability characteristics for block PSK signal type 8PSK for  $N=16,32$  at  $(T=2400^{-1})$ , using the formula (2). Ibiden points show the results of simulation analysis.

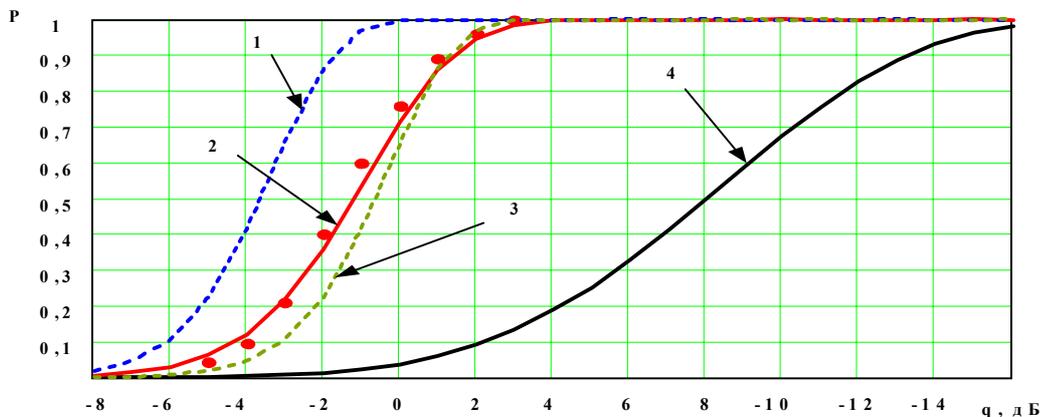


Fig. 1. CDCD detection characteristics (1, 2 -  $N=32$ ; 3, 4 -  $N=16$ ; 1, 3 detection threshold by Neumann-Pierson; 2, 4 - "floating" threshold).

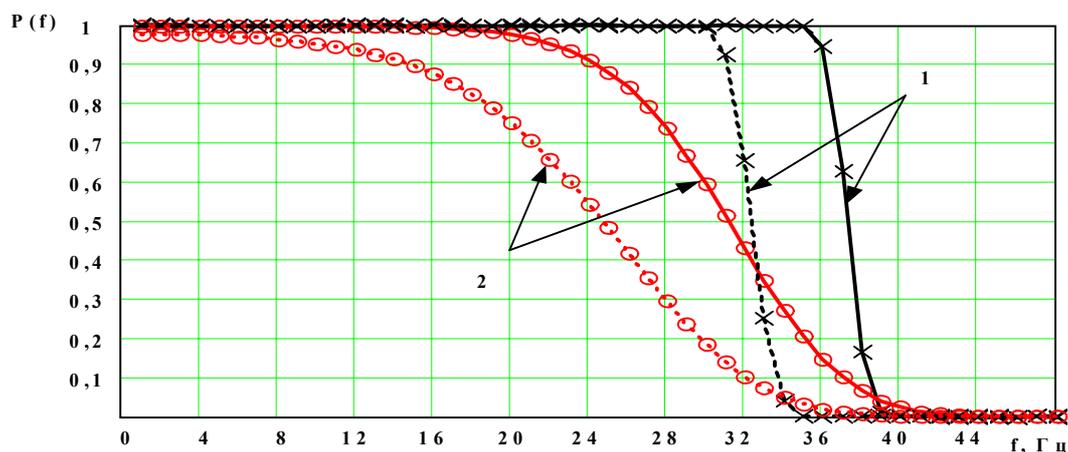


Fig. 2 Dependence between correct signal detection probability and ELF at various STNM and timing frequency phases. Curves 1 are calculated at STNM  $q = 20\text{dB}$ , curves 2 - at STNM  $q = 5\text{dB}$ . The continuous link shows correct detection probability at an exact discretization with frequency of digits, discontinuous - at inexact timing frequency phase arrangement ( $\pm 0,25T$ ).

- . Thus a CDCD is synthesized and an analytical expression is found allowing to:
- calculate CDCD detection characteristics,
  - determine CDCD operating frequencies range (OFR) at various STNM,
- reveal a degree of negative influence of infidelity in timing frequency phase arrangement on detection characteristics and OFR.

#### LITERATURE

1. V. I. Tihonov, V.N. Harisov, Statistical Analysis and Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems: Teaching Aid for High School. - M.: Radio i Svyaz, 1991. - 608 p.: illustrated.
2. I. S. Gonorovskiy, M. P. Demin, Radio Engineering Circuits and Signals: Teaching Aid for High School. - 5<sup>th</sup> edition; revised and supplemented. - M.: Radio i Svyaz, 1994. - 480 p.: illustrated
3. I. N. Bronshteyn, K. A. Semendjaev Reference Book in Mathematics for Engineers and Students of Technical Colleges, M., 1965, - 608 p.: illustrated.