



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-6-22-29>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.37

## АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ С ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Д.В. АРХИПЕНКОВ

ОАО "КБ Радар" – управляющая компания холдинга "Системы радиолокации"  
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 4 марта 2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

**Аннотация.** Одним из самых информативных параметров сигнала радиолокационных станций является его несущая частота. Измерение и запоминание несущей частоты разведываемого радиоэлектронного устройства является одной из наиболее важных функций станций радиоразведки, радиомониторинга. Используя понятие аналитического сигнала, периодический сигнал можно представить через огибающую и фазу либо квадратурные компоненты, что дает возможность расчета мгновенной частоты. Цель работы – определить эффективность метода расчета мгновенной частоты на основе прямого преобразования во временной области с использованием нескольких дифференциаторов для измерения временных и частотных параметров сигнала с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ). Разработанный алгоритм позволяет измерить такие параметры сигнала с ЛЧМ, как крутизна, длительность импульса, период повторения, центральная частота, ширина спектра. В настоящей работе представлена реализация алгоритма измерения мгновенной частоты дополненным двойным дифференцированием. Первое дифференцирование позволяет измерить крутизну сигнала как выборочное среднее, второе дифференцирование – временные точки (длительность импульса, период повторения). Представлены признаки сигнальных портретов для симметричного, несимметричного сигнала с ЛЧМ, а также при отсутствии внутриимпульсной модуляции. Результаты моделирования показали, что при соотношении частоты дискретизации к полосе сигнала, равном 2,3 раза, ошибка измерения крутизны сигнала составляет 25 %, а при 11 – 8,8 %; результаты моделирования проводились при соотношении сигнал/шум, равном 10 дБ.

**Ключевые слова:** ЛЧМ, крутизна, длительность импульса, мгновенная частота, ширина спектра.

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Архипенков Д.В. Алгоритм распознавания вида модуляции и измерения параметров сигналов радиолокационных станций с линейно-частотной модуляцией. Доклады БГУИР. 2022; 20(6): 22-29.

## ALGORITHM FOR RECOGNIZING THE TYPE OF MODULATION AND MEASURING PARAMETERS OF RADAR SIGNALS WITH CHIRP

DMITRY V. ARKHIPENKOV

*JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 4 March 2022*

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

**Abstract.** One of the most informative parameters of the signal of radar signals is its carrier frequency. Measuring and memorizing the carrier frequency of a reconnaissance radio-electronic device is one of the most important functions of a radio intelligence station, radio monitoring. Using the concept of an analytical signal, any signal can be represented through an envelope and phase, or quadrature components, which makes it possible to calculate the instantaneous frequency. The purpose of the work is to determine the effectiveness of the instantaneous frequency calculation method based on direct conversion in the time domain using several differentiators for measuring the time and frequency parameters of a chirp signal. The developed algorithm makes it possible to measure such parameters of the signal with chirp as steepness, pulse duration, repetition period, central frequency, spectrum width. This paper presents the implementation of an algorithm for measuring the instantaneous frequency with augmented double differentiation. The first differentiation allows you to measure the steepness of the signal as a sample average, the second differentiation – time points (pulse duration, repetition period). The signs of signal portraits are presented for a symmetrical, asymmetric signal with chirp, as well as in the absence of intra-pulse modulation. The simulation results showed that with the ratio of the sampling frequency to the signal band equal to 2.3, the error in measuring the steepness of the signal is 25 %, and at 11 – 8.8 %; the simulation results were carried out with a signal-to-noise ratio of 10 dB.

**Keywords:** chirp, steepness, pulse duration, instantaneous frequency, spectrum width.

**Conflict of interests.** The author declare no conflict of interests.

**For citation.** Arkhipenkov D.V. Algorithm for Recognizing the Type of Modulation and Measuring Parameters of Radar Signals with Chirp. Doklady BGUIR. 2022; 20(6): 22-29.

### Введение

Функционирование систем распознавания радиолокационных сигналов необходимо рассматривать в условиях сложной помеховой обстановки: наличие активных, пассивных и имитирующих помех, преднамеренное использование ложных целей [1]. Следует отметить, что основной причиной низких темпов внедрения таких устройств является сравнительно малая достоверность решений, принимаемых в условиях существенной априорной неопределенности.

Один из главных, весьма информативных параметров сигнала радиолокационных станций (РЛС) – его несущая частота. Условно способы определения частоты можно разделить на фильтровые, дискриминационные, корреляционные (интерференционные) и цифровые [2]. Для современных устройств наиболее распространенными являются цифровые способы определения частоты, так как обеспечивают высокую точность и хорошо сопрягаются с вычислительными устройствами последующей обработки сигнала.

Для измерения частоты применяют схемы, реализующие модификации двух основных методов. Это методы цифрового частотомера и цифрового периодомера. Поэтому структуру обработки сигнала можно представить как во временной, так и в частотной области. При этом вторичные идентификационные признаки, выделенные в одном из каналов, могут быть использованы как первичные в другом канале обработки. Для частотной области основным инструментом решения данной задачи является дискретное преобразование Фурье (DFT) или быстрое преобразование Фурье (FFT). Цель настоящей работы – определить эффективность метода расчета мгновенной частоты на основе прямого преобразования во временной области с использованием нескольких дифференциаторов для измерения временных и частотных параметров импульсного сигнала с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ).

### Методы исследования

В цифровом радиоприемном устройстве сигнал  $s(t)$  (1), состоящий из компонент смеси сигналов различных радиоэлектронных средств  $x(t)$  и шума  $\eta(t)$ , с усилителя промежуточной частоты приемного тракта преобразуется в цифровую форму для дальнейшей обработки:

$$s(t) = x(t) + \eta(t). \quad (1)$$

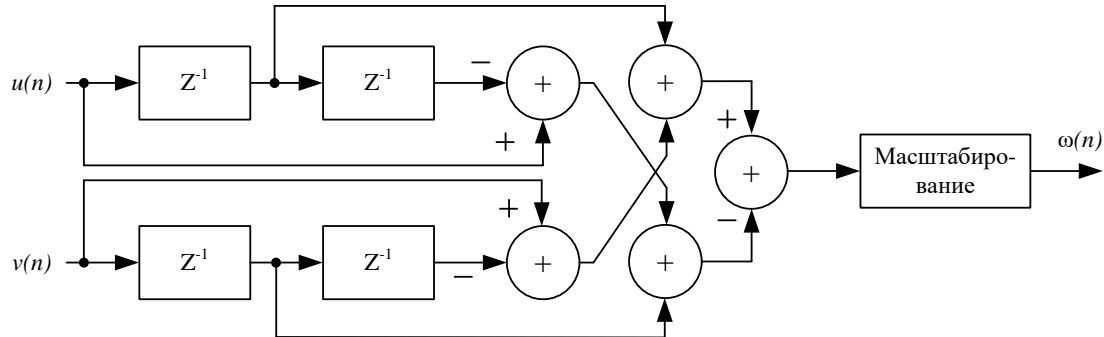
Используя понятие аналитического сигнала (АС) [3],  $s(t)$  можно представить через огибающую и фазу:

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 t - \varphi(t)) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)} = U(t) \cdot \cos \omega_0 t + V(t) \cdot \sin \omega_0 t, \quad (2)$$

где  $A(t) = \sqrt{U^2(t) + V^2(t)}$  – огибающая;  $\varphi(t) = \arctg \frac{V(t)}{U(t)}$  – фаза.

Из (2) следует, что процесс на выходе линейной части приемника определяется параметрами процессов: огибающей и фазой  $\{A(t) \text{ и } \varphi(t)\}$  или квадратурными компонентами  $\{V(t) \text{ и } U(t)\}$ . Поэтому преобразование процесса  $s(t)$  в цифровую форму приведет к формированию цифровой выборки: либо огибающей и фазы, либо квадратурных компонент.

Вычисление фазы требует вычисления арктангенса, которое трудно выполнить точно без привлечения значительных вычислительных ресурсов [3]. Вычисление арктангенса может быть выполнено с помощью алгоритма *CORDIC* (*COordinate Rotation Digital Computer*) [3]. Данный метод позволяет избежать использование блока умножения, что может сократить ресурсы в реализациях *FPGA* (*Field-Programmable Gate Array*) или процессора, но из-за нелинейных вычислений данный алгоритм применим к измерению фазы для сигналов с высоким отношением сигнал/шум [4]. В [5] представлен алгоритм вычисления мгновенной частоты без промежуточного вычисления фазы  $\varphi(n)$  (рис 1).



**Рис. 1.** Схема нахождения мгновенной частоты  
**Fig. 1.** The scheme for finding the instantaneous frequency

Математически алгоритм, реализованный в структуре рис. 1, можно записать как

$$\omega(n) = \frac{u(n) \cdot d[v[n]] / dn - v(n) d[u(n)] / dn}{u^2(n) + v^2(n)}, \quad (3)$$

где  $(u^2(n) + v^2(n))^{-1}$  – коэффициент масштабирования.

Для определения закона модулирующего сигнала предлагается рассчитать крутизну изменения частоты радиочастотного сигнала  $G(n)$ . Для этого на выход схемы, представленной на рис. 1, необходимо добавить дополнительный дифференциатор.

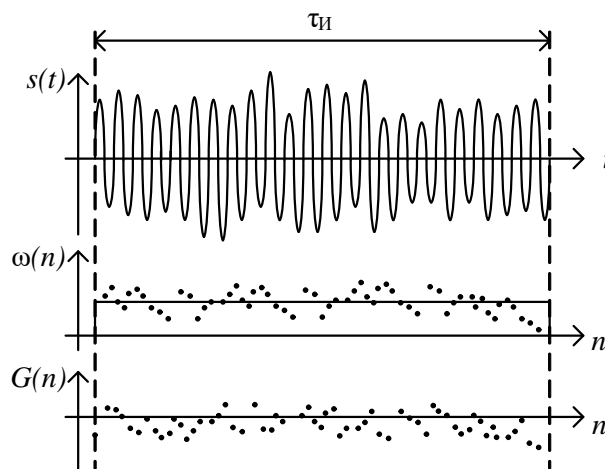
$$G(n) = \frac{d\omega(n)}{dn}. \quad (4)$$

Расчет значений крутизны  $G(n)$  в течение длительности импульса позволяет определить знак изменения (или постоянства) крутизны за время  $\tau_{\text{и}}$  (длительность импульса). Это может служить дополнительным характерным признаком сигнального портрета.

Наиболее часто используемые сигналы в радиолокации – ЛЧМ, КФМ и радиоимпульсы без внутриимпульсной модуляции. Рассмотрим возможность определения мгновенной частоты, крутизны и ее знака как параметров сигнального портрета распознаваемой РЛС для следующих вариантов:

- 1) отсутствие внутриимпульсной частотной модуляции (ЧМ);
- 2) внутриимпульсная модуляция по возрастающему/падающему линейному закону;
- 3) внутриимпульсная модуляция по « $\lambda$ »-закону (внутриимпульсная модуляция по треугольному закону: за один период частота модуляции возрастает до половины полупериода) и « $V$ »-закону (закон обратен « $\lambda$ »-закону).

В первом случае на рис. 2 ( $s(t)$  – сигнал;  $\omega(n)$  – мгновенная частота;  $G(n)$  – крутизна) показано отсутствие внутриимпульсной ЧМ с учетом воздействия случайной помехи и шума.



**Рис. 2.** Результат схемы нахождения мгновенной частоты с дифференциатором при отсутствии внутриимпульсной модуляции

**Fig. 2.** The result of the scheme for finding the instantaneous frequency with a differentiator in the absence of intra-pulse modulation

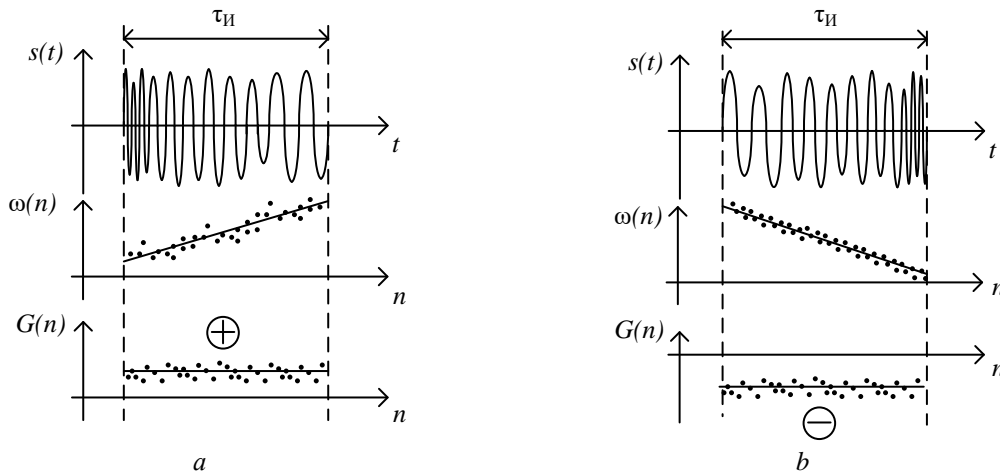
Наличие шума в квадратурных составляющих  $U(t)$  и  $V(t)$  приводит к флуктуации мгновенной частоты  $\omega(n)$ , закон распределения которой носит случайный характер. При увеличении количества точек выборки мгновенной частоты  $\omega(n)$  ( $n \rightarrow \infty$ ) распределение оценки максимального правдоподобия – асимптотически нормальное. Тогда расчет мгновенной частоты  $\omega(n)$  может быть выполнен как выборочное среднее, а отклонение от среднего значения – выборочная дисперсия.

Таким образом, при отсутствии внутриимпульсной ЧМ имеем два характерных признака: мгновенная частота  $\omega(n) = \text{const}$ , крутизна  $G(n) = 0$ .

Второй случай – внутриимпульсная модуляция по возрастающему/падающий линейному закону (рис. 3, *a, b*).

При возрастающем и падающем линейным законам ЧМ можно рассчитать среднее значение частоты  $\omega(n)$ , а также среднее значение крутизны  $G(n)$  (имеет не нулевое значение) ЛЧМ-сигнала в течение основного периода модуляции. Дополнительным характерным признаком идентификации является знак крутизны  $G(n)$ . Для возрастающего закона модуляции ЛЧМ-сигнала он положительный, для убывающего – отрицательный.

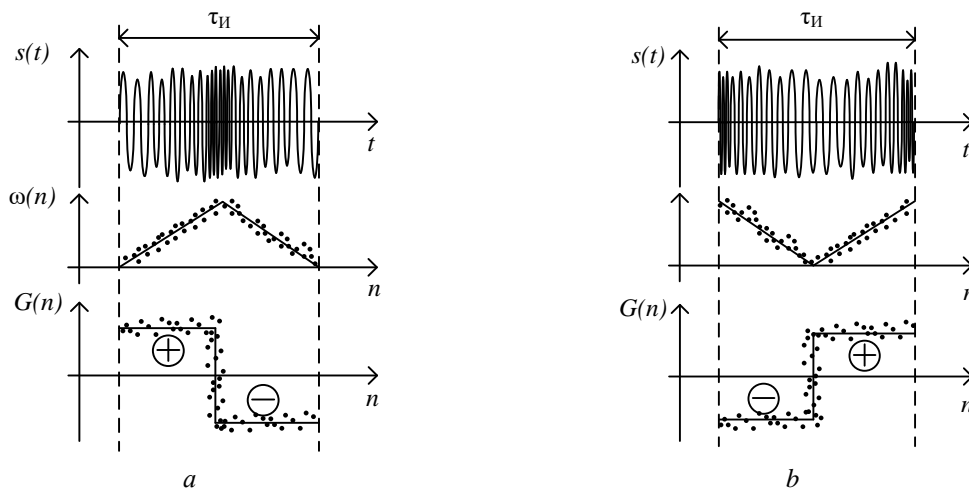
Таким образом, имеем три признака сигнального портрета: среднее значение мгновенной частоты  $\omega_{\text{сред}}$ , выборочное среднее значение крутизны  $G(n)$ , а также знак крутизны  $G(n)$  («плюс» или «минус»).



**Рис. 3.** Внутриимпульсная модуляция несимметричного ЛЧМ: *a* – возрастающий ЛЧМ; *b* – падающий ЛЧМ  
**Fig. 3.** Intra-pulse modulation of an asymmetric chirp: *a* – increasing chirp; *b* – falling chirp

Третий случай – внутриимпульсная модуляция по «λ»-закону и «V»-закону (рис. 4 *a, b*).

Для этого случая имеем три признака сигнального портрета: среднее значение мгновенной частоты  $\omega_{\text{сред}}$ , выборочное среднее значение крутизны  $G(n)$ , число переходов крутизны через нуль.



**Рис. 4.** Внутриимпульсная модуляция: *a* – по «λ»-закону модулирования ЛЧМ-сигнала; *b* – «V»-закону модулирования ЛЧМ-сигнала

**Fig. 4.** Intra-pulse modulation: *a* – по «λ»-the law of the modeling chirp signal; *b* – «V»-the law of the modeling chirp signal

На основе алгоритма, представленного на рис. 1, и сигнальных портретов рис. 2–4 можно построить алгоритм определения вида модуляции и идентификации параметров сигнальных портретов РЛС.

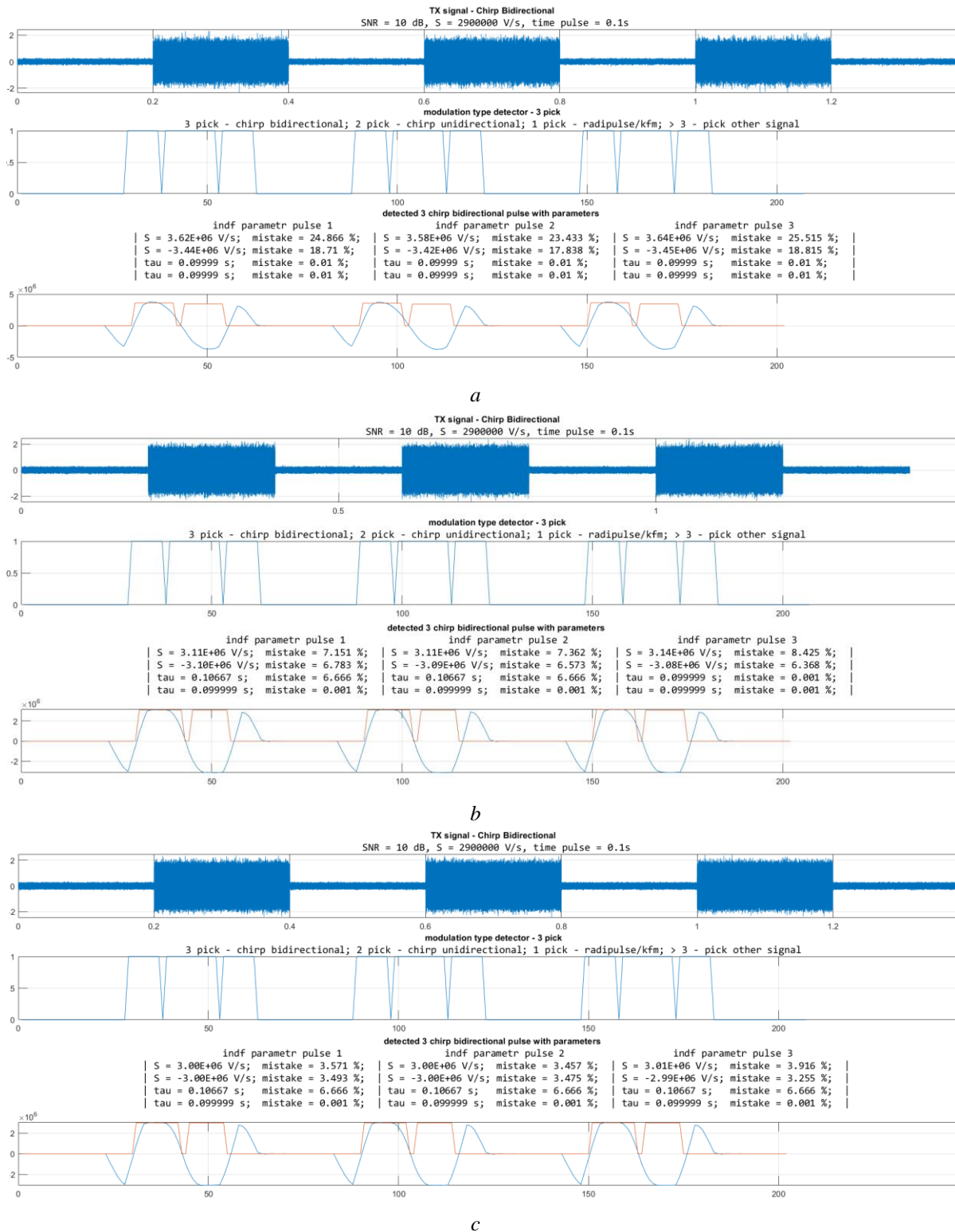
### Результаты моделирования

Результаты моделирования при разных значениях  $SNR$  (отношение сигнал/шум) и  $\mu = Fs/\Delta f$  частоты дискретизации ( $Fs$ ) к полосе занимаемого сигнала ( $\Delta f$ ) ( $\mu = Fs/\Delta f$ ) приведены на рис. 5, 6.

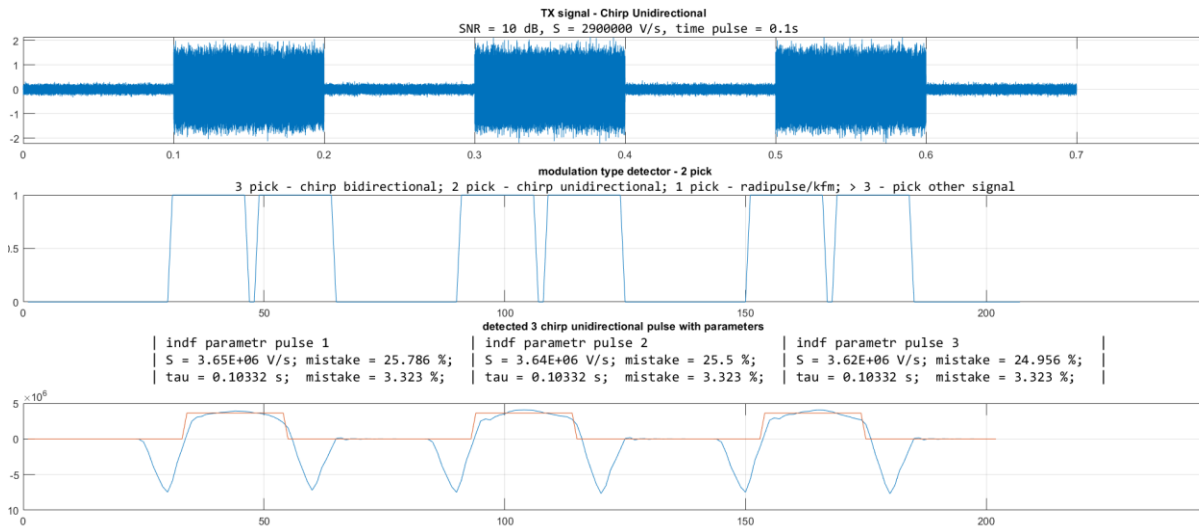
Для проверки эффективности алгоритма был сформирован импульсный сигнал с ЛЧМ: симметричный с параметрами  $\tau = 0,2$  мс,  $f_1 = 10$  кГц,  $f_2 = 300$  кГц с периодом повторения  $T = 0,2$  мс и несимметричный с параметрами  $\tau = 0,1$  мс,  $f_1 = 10$  кГц,  $f_2 = 300$  кГц,  $T = 0,1$  мс.

На рис. 5 (5, *a* –  $SNR = 100$  дБ; 5, *b* –  $SNR = 10$  дБ; 5, *c* –  $SNR = 2$  дБ) представлены осциллограммы в контрольных точках: 1 – входной сигнал (с параметрами сформированного сигнала и параметрами канала передачи); 2 – результат детектирования вида модуляции (с выходными значениями детектирования); 3 – результат измерения параметров сигнала (“S” – значения

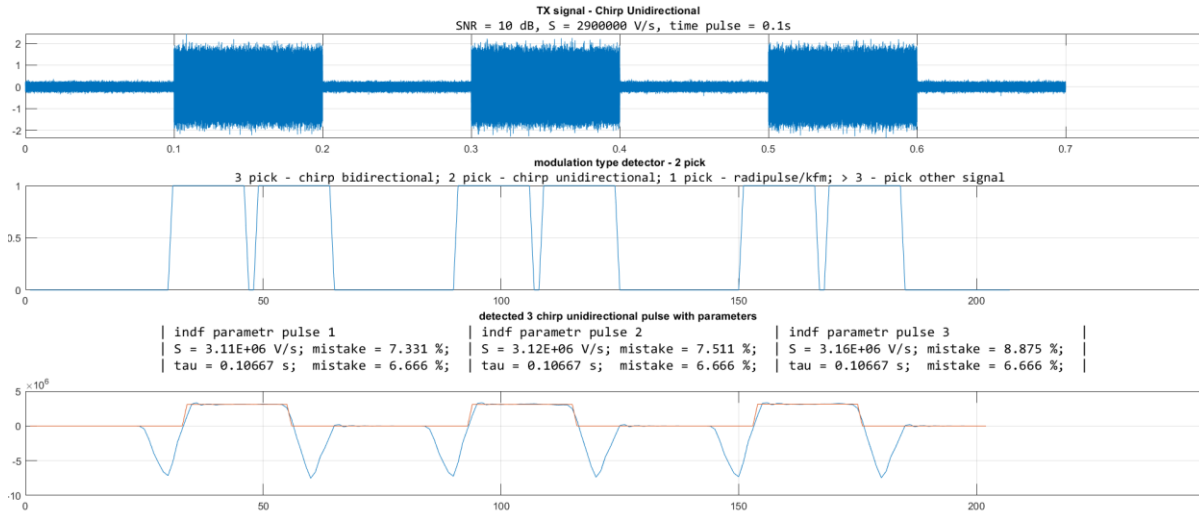
крутизны полупериодов ЛЧМ-сигнала; “tau” – длительность полупериодов ЛЧМ-сигнала) и ошибки измерения (“mistake”) относительно исходных параметров. Исходными параметрами, по которым определяется заданный сигнал – обнаружен или нет – являются крутизна и длительность импульса (заданные оператором либо сверенные с таблицей значений с заданной точностью из памяти устройства).



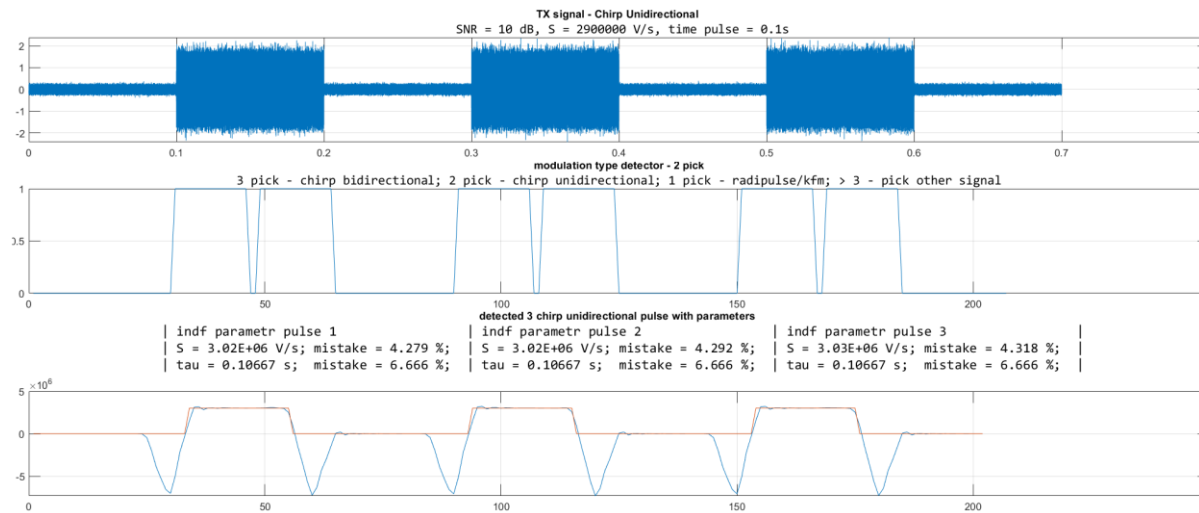
**Рис. 5.** Симметричный ЛЧМ-сигнал: *a* –  $\mu = 2,3$ , SNR = 10 дБ, погрешность  $\Delta = 25,5$  %; *b* –  $\mu = 11,5$ , SNR = 10 дБ, погрешность  $\Delta = 8,45$  %; *c* –  $\mu = 23$ , SNR = 10 дБ, погрешность  $\Delta = 3,9$  %  
**Fig. 5.** Bidirectional chirp: *a* –  $\mu = 2.3$ , SNR = 10 dB, error  $\Delta = 25.5\%$ ; *b* –  $\mu = 11.5$ , SNR = 10 dB, error  $\Delta = 8.45$  %; *c* –  $\mu = 23$ , SNR = 10 dB, error  $\Delta = 3.9$  %



a



b



c

**Рис. 6.** Несимметричный ЛЧМ-сигнал:  $a - \mu = 2,3$ , SNR = 10 дБ, погрешность  $\Delta = 25,7\%$ ;  $b - \mu = 11,5$ , SNR = 10 дБ, погрешность  $\Delta = 8,8\%$ ;  $c - \mu = 23$ , SNR = 10 дБ, погрешность  $\Delta = 4,3\%$

**Fig. 6.** Unidirectional chirp:  $a - \mu = 2.3$ , SNR = 10 dB, error  $\Delta = 25.7\%$ ;  $b - \mu = 11.5$ , SNR = 10 dB, error  $\Delta = 8.8\%$ ;  $c - \mu = 23$ , SNR = 10 dB, error  $\Delta = 4.3\%$

Дифференцирование полученной выборки позволяет определить временные метки, которые соответствуют фронту/срезу импульса сигнала. Метки в обнаружителе вида модуляции позволяют определить количество пиков, а также измерить длительность импульса. При детектировании вида модуляции для симметричного ЛЧМ-сигнала характерно наличие трех пиков, для несимметричного – двух, для КФМ и радиоимпульса – одного, во всех других вариантах имеем другой тип модуляции.

Таким образом, алгоритм распознавания симметричного и несимметричного ЛЧМ-сигнала одинаков. Отличие заключается в том, что для несимметричного ЛЧМ-сигнала будет измерено только одно значение крутизны “S”, длительности импульса “tau” и соответствующее им отклонение от заданных параметров “mistake”.

### Заключение

В статье предложен оригинальный способ распознавания параметров радиолокационных сигналов с ЛЧМ. Данный способ основан на использовании алгоритма вычисления мгновенной частоты с двойным дифференцированием, который позволяет измерить как временные, так и частотные параметры сигнала с ЛЧМ: период повторения (при пачке импульсов), длительность импульса, крутизну, центральную частоту, ширину спектра.

Результаты моделирования показали, что при приеме сигнала с симметричной и несимметричной ЛЧМ при SNR = 10 дБ и  $\mu = Fs/\Delta f = 2,3$  максимальная ошибка измерения крутизны составляет 25,7 %, а при увеличении  $\mu$  до 11 ошибка снижается до 8,8 %.

### Список литературы

1. Куприянов А.И., Сахоров А.В. *Теоретические основы радиоэлектронной борьбы*. Москва: Радио и связь; 2007.
2. Gabor D. Theory of communication. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*. 1946;93(III):429-457.
3. Xue Chen Qin, Zhen Feng Pan, Jia Qi Zhang, A Digital Implementation of Delay Relevant Frequency Measurement Technology Based on CORDIC Algorithm. *Proceedings of the 2015 International Conference on Education, Management and Medicine*; 2015:1087-1091. DOI: 10.2991/emim-15.2015.207.
4. Лайонс Р. *Цифровая обработка сигналов*. Москва: Бинном; 2006.

### References

1. Kupriyanov A.I., Shorov A.V. [*Theoretical foundations of electronic warfare*]. Moscow: Radio i svyz' Publ.; 2007. (In Russ.)
2. Gabor D. Theory of communication. *Journal of the Institution of Electrical Engineers*. 1946;93(III):429-457.
3. Xue Chen Qin, Zhen Feng Pan, Jia Qi Zhang, A Digital Implementation of Delay Relevant Frequency Measurement Technology Based on CORDIC Algorithm. *Proceedings of the 2015 International Conference on Education, Management and Medicine*; 2015:1087-1091. DOI: 10.2991/emim-15.2015.207.
4. Lyons R. [*Understanding digital signal processing*]. Moscow: Binom Publ.; 2006. (In Russ.)

### Сведения об авторах

**Архипенков Д.В.**, инженер отдела обработки сигналов и информации ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

### Information about the authors

**Arkhipenkov D.V.**, engineer of the signal and information processing department of JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

### Адрес для корреспонденции

220026, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр. Партизанский, 64а;  
ОАО «КБ Радар» – управляющая компания  
холдинга «Системы радиолокации»;  
тел.: +375 29 260-74-76;  
e-mail: rembolt94@gmail.com  
Архипенков Дмитрий Владимирович

### Address for correspondence

220026, Republic of Belarus,  
Minsk, Partizanskij Ave., 64a;  
JSC “KB Radar” – Managing Company  
of “Radar Systems” Holding;  
tel.: +375 29 260-74-76;  
e-mail: rembolt94@gmail.com  
Arkhipenkov Dmitry Vladimirovich