

ISSN 2070-0784

Achievements of Modern Radioelectronics

# УСПЕХИ РАДИОТЕХНИКИ В СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

**11' 2015**

**В номере:**

Оценка амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными длительностью и начальной фазой

Методы ускоренного ввода телекоммуникационной системы в синхронизм на основе M-последовательности

и др.



тел./факс: +7(495) 625-92-41  
<http://www.radiotec.ru>

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 70325 В КАТАЛОГЕ АГЕНТСТВА "РОСПЕЧАТЬ": ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ

# УСИТЕХИ Д СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

**11'  
2015**

Включен в Перечень ВАК

Выходит с 1947 г.

#### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

акад. РАН Ю.В. Гуляев; чл.-корр. АН Армении А.Г. Гулян; акад. РАН В.И. Пустовойт; чл.-корр. РАН В.А. Черепенин; Л.П. Андрианова; д.ф.-м.н., проф. М.А. Басараб; д.ф.-м.н., проф. О.В. Бецкий; д.т.н., проф. Р.П. Быстров (зам. гл. ред.); д.т.н., проф. В.С. Верба; проф. Нико Деклерке (США-Франция); д.ф.-м.н., проф. А.С. Дмитриев; чл.-корр. РАН В.В. Иванов; д.т.н., проф. А.В. Коренной; д.ф.-м.н., проф. Б.Г. Кутуза; д.ф.-м.н., д.т.н., проф. А.А. Лавров; проф. В.И. Луценко (Украина); д.т.н., проф. В.И. Меркулов; д.т.н., проф. В.Н. Митрохин; д.т.н., проф. А.И. Николаев (первый зам. гл. ред.); д.т.н., проф. А.С. Петров; д.ф.-м.н., проф. А.А. Потапов; д.т.н., проф. Е.М. Сухарев (зам. гл. ред.); д.т.н., проф. Г.И. Хлопов (Украина); д.т.н. В.В. Чапурский; д.т.н., проф. А.А. Романов; д.т.н. О.П. Черемисин; д.ф.-м.н., проф. Л.Ф. Черногор (Украина), д.ф.-м.н., проф. А.Д. Шатров; д.т.н., проф. О.И. Шелухин; д.т.н., проф. Я.С. Шифрин (Украина); д.ф.-м.н., проф. В.П. Яковлев

Главный редактор,  
академик РАН  
**А.С. Бугаев**

#### EDITORIAL BOARD:

Academician RAS, Yu.V. Gulyaev, Academician RAS V.I. Pustovoyt, Corresponding Member RAS V.A. Cherepenin, Corresponding Member AAS A.G. Gulyan (Armenia), L.P. Andrianova, Dr.Sc. (Eng.), Prof. R.P. Bystrov (Deputy Editor), Dr.Sc. (Eng.), V.V. Chapurskii, Dr.Sc. (Eng.), O.P. Cheremisin, Prof. Nico F. Declercq (USA-France), Corresponding Member RAS V.V. Ivanov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. G.I. Khlopov (Ukraine), Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.V. Korennoi, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.N. Mitrokhin, Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.I. Nikolaev (First Deputy Editor), Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.S. Petrov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.A. Romanov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. O.I. Shelukhin, Dr.Sc. (Eng.), Prof. Ya.S. Shifrin (Ukraine), Dr.Sc. (Eng.), Prof. Ye.M. Sukharev (Deputy Editor), Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.S. Verba, Dr.Sc. (Phys.-Math.), M.A. Basarab, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. O.V. Betskiĭ, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. L.F. Chernogor (Ukraine), Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. A.S. Dmitriev, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. B.G. Kutuza, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.A. Lavrov; Prof. V.I. Lutsenko (Ukraine), Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. A.A. Potapov, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. A.D. Shatrov, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. V.P. Yakovlev, Ph.D. (Eng.), Prof. V.I. Merkulov

Editor-in-Chief,  
Academician RAS,  
**A.S. Bugaev**

## Содержание

Оценка амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными длительностью и начальной фазой <b>Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д.</b>	3
Применение полупроводниковых оптических усилителей в системах «Radio-over-Fiber» телекоммуникационных сетей <b>Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А., Нарышкин М.И.</b>	14
Метод сингулярного интегрального представления электромагнитного поля в ближних зонах излучающих структур в задачах электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии <b>Неганов В.А., Майоров А.Г.</b>	19
Генератор сверхкоротких импульсов с электронным управлением длительностью <b>Боррешов А.М., Жабин А.С., Степкин В.А., Усков Г.К., Куанг Лэ Тук</b>	24

Алгоритмическое обеспечение определения времени радиолокационного контроля целевого региона при заданном уровне кратности <b>Андреева Д.В., Андреев Г.И., Замуруев С.Н.</b>	29
Особенности дифракции сверхширокополосного импульса на импедансном клине <b>Крячко А.Ф., Тюрин И.Е., Антонов К.В., Ковалев А.С.</b>	33
Оценивание угловой координаты источника радиоизлучения на фоне помехи с использованием адаптации пространственной структуры малоэлементной антенной решетки <b>Паршин Ю.Н., Александров П.А.</b>	39
Цветовоспроизведение в телевидении без искажений <b>Ложкин Л.Д., Неганов В.А.</b>	45
Прием «в целом» для системы ММО в канале с памятью <b>Карташевский В.Г., Коняева О.С., Семенов Е.С.</b>	49
Цифровые фильтры с рельефными амплитудно-частотными характеристиками <b>Тяжев А.И.</b>	54
Исследование спектра доплеровского сигнала, отраженного от движущегося протяженного объекта <b>Артюшенко В.М., Воловач В.И.</b>	65
Анализ микрополосковой антенны на киральной подложке с учетом пространственной дисперсии <b>Клюев Д.С., Нещерет А.М., Осипов О.В., Почепцов А.О.</b>	67
Совместная оптимизация сочетания помехоустойчивого кода и синхропоследовательности в забойных телеметрических системах <b>Горячкин О.В., Суханов Д.В.</b>	73
Мультисигнальный стимулятор для адаптации ЭЭГ-регистраторов к задачам получения вызванных потенциалов, применяемых в нейроинтерфейсах <b>Антипов О.И., Захаров А.В., Мачихин В.А., Пятин В.Ф.</b>	78
Электромагнитные волны в трубопроводе, заполненном движущейся средой <b>Глущенко А.Г., Глущенко Е.П., Иванов В.В., Устинова Е.С.</b>	83
Оценка стойкости двухкомпонентной стеганографической системы <b>Шакурский М.В., Шакурский В.К.</b>	87
Методы ускоренного ввода телекоммуникационной системы в синхронизм на основе M-последовательности <b>Артюшенко В.М., Воловач В.И., Анфалов К.В.</b>	92

---

## Contents

The amplitude estimation of the ultra-wideband quasi radio signal with unknown duration and initial phase <b>A.P. Trifonov, Yu.E. Korchagin, K.D. Titov</b>	13
Semiconductor optical amplifier for «radio-over-fiber» systems of telecommunication networks <b>V.A. Andreev, A.V. Burdin, V.A. Burdin, M.I. Naryshkin</b>	18
Method of singular integral representation of electromagnetic field in the short-range zones of the radiating structures in the problem of electromagnetic compability and electromagnetic ecology <b>V.A. Neganov, A.G. Mayorov</b>	23
Generator with electronic control of ultra-short pulse width <b>A.M. Bobreshov, A.S. Zhabin, V.A. Stepkin, G.K. Uskov, Le Quang Tuc</b>	28
The algorithmic means for determining the time radar monitoring target region for a given level of repetition factor <b>D.V. Andreeva, G.I. Andreev, S.N. Zamuruev</b>	31
The ultra-wideband pulse diffraction features on impedance wedge <b>A.F. Kriachko, I.E. Tyurin, K.V. Antonov, A.S. Kovalev</b>	35
Radiation source angular coordinate evaluation on a background of interference with an adaptation of few-element antenna array spatial structure <b>Yu.N. Parshin, P.A. Aleksandrov</b>	44

Color reproduction in a television without distortion <b>L.D. Lozhkin, V.A. Neganov</b>	45
Reception «on the whole» for MIMO-system in channel with memory <b>V.G. Kartashevsky, O.S. Konyaeva, E.S. Semenov</b>	52
Digital filters with embossed amplitude-frequency characteristics <b>A.I. Tyazhev</b>	57
The study of spectrum of Doppler reflected from moving extended object <b>V.M. Artyushenko, V.I. Volovach</b>	58
The analysis of a microstrip antenna on a chiral substrate with spatial dispersion <b>D.S. Klyuev, A.M. Nescheret, O.V. Osipov, A.O. Pocheptsov</b>	71
Simultaneous optimization of combination of error-correcting code and synchronizing sequences in MWD-systems <b>O.V. Goryachkin, D.V. Sukhanov</b>	77
Multiple-stimulant to adapt EEG recorders to problems obtaining evoked potentials used in neurointerface <b>O.I. Antipov, A.V. Zakharov, V.A. Machikhin, V.F. Pyatin</b>	82
Electromagnetic waves in the conduit filled with the moving medium <b>A.G. Gluschenko, E.P. Gluschenko, V.V. Ivanov, E.S. Ustinova</b>	85
Stability estimation of two-component steganographic system <b>M.V. Shakursky, V.K. Shakursky</b>	91
Fast input methods of telecommunication system in the synchronism based on the M-Sequence <b>V.M. Artyushenko, V.I. Volovach, K.V. Anfalov</b>	97

***"Uspekhi sovremennoi radioelektroniki" (Achievements of Modern Radioelectronics)  
is a scientific and technical journal about modern problems of radioelectronics and neighboring areas  
of science and engineering. Established in 1947***

**Необходимую информацию Вы найдете на нашем сайте: <http://www.radiotec.ru>**

Учредитель ЗАО «Издательство «Радиотехника». Свидетельство о регистрации ПИ № 77-12980 от 20 июня 2002 г.



Сдано в набор 21.10.2015. Подписано в печать 26.11.2015. Изд. № 83. Тираж 400. Печ. л. 12,25.  
107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6. Тел./факс +7(495)621-4837  
[info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

Дизайн и допечатная подготовка ОАО «САЙНС-ПРЕСС».  
Отпечатано в ФГУП Издательство «Известия» УД ПРФ  
127254, ул. Добролюбова, д. 6. Контактные телефоны: 650-38-80. Заказ №  
ISSN 2070-0784

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**Незаконное тиражирование и перевод статей, включенных в журнал, в электронном и любом другом виде запрещено и карается административной и уголовной ответственностью по закону РФ «Об авторском праве и смежных правах»**

## Оценка амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными длительностью и начальной фазой

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2015

**А.П. Трифонов** – д.т.н., профессор, зав. кафедрой радиофизики, Воронежский государственный университет  
E-mail: trifonov@phys.vsu.ru

**Ю.Э. Корчагин** – д.ф.-м.н., доцент, кафедра радиофизики, Воронежский государственный университет  
E-mail: korchagin@phys.vsu.ru

**К.Д. Титов** – аспирант, кафедра радиофизики, Воронежский государственный университет  
E-mail: titovkd@gmail.com

Синтезированы квазиравноправдоподобный и максимально правдоподобный алгоритмы оценки амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала произвольной формы с неизвестными длительностью и начальной фазой, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума. Найдены структура и статистические характеристики алгоритмов оценки амплитуды. Исследовано влияние априорного незнания длительности сигнала на точность оценки амплитуды.

**Ключевые слова:** амплитуда, длительность, сверхширокополосный квазирадиосигнал, квазиравноправдоподобная оценка, максимально правдоподобная оценка, смещение, дисперсия, рассеяние.

We considered the new quasi-likelihood and maximum-likelihood amplitude estimation algorithm of the ultra-wideband quasi radio signal with arbitrary waveform signal unknown duration and initial phase against white Gaussian noise. We found the structure and statistical characteristics of the introduced estimation algorithm and we investigated the influence of the prior signal duration ignorance on estimation efficiency.

**Keywords:** amplitude, duration, ultra-wideband quasi radio signal, quasi-likelihood estimation, maximum-likelihood estimation, offset, bias, variance.

Во многих практических приложениях статистической радиофизики, теории связи, радиолокации, навигации, сейсмологии весьма актуальна задача оценки амплитуды сигнала, наблюдаемого на фоне шума. К настоящему времени предложено немало методов измерения амплитуды сигнала [1–7]. Способы оценивания амплитуды, основанные на статистических методах оптимального приема сигналов, изучены в [1–3]. В работе [1] исследована оценка амплитуды детерминированного сигнала при условии, что все остальные параметры априори известны, и найдены характеристики оценки амплитуды. Важным для практических приложений случаем является оценка амплитуды сигнала с неизвестной длительностью. В работах [2, 4] исследованы оценки максимального правдоподобия амплитуды сигналов без высокочастотного заполнения: прямоугольного импульса и квазидетерминированного сигнала произвольной формы. Оценка амплитуды радиосигнала с непрямоугольной формой огибающей, неизвестной длительностью и начальной фазой исследована в работе [8]. При этом предполагалось, что радиосигнал является узкополосным [1, 3]. Однако часто требуется формировать оценку амплитуды радиосигнала, для которого условия узкополосности не выполняются. В работе [9] рассмотрен алгоритм оценки амплитуды радиосигнала произвольной формы с неизвестной начальной фазой, который не удовлетворяет условию относительной узкополосности, но длительность сигнала априори известна. Радиосигнал, для которого не выполняются условия узкополосности, назван в работе [9] сверхширокополосным квазирадиосигналом. В данной работе исследованы алгоритмы оценки амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала произвольной формы с неизвестными начальной фазой и длительностью.

Цель работы – исследование квазиравноправдоподобного (КП) и максимально правдоподобного (МП) алгоритмов оценки амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными длительностью и начальной фазой, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума; разработка структуры и расчет статистических характеристик алгоритмов оценки амплитуды; оценка влияния априорного незнания длительности сигнала на точность оценки амплитуды.

## Постановка задачи

Сигнал, амплитуда которого подлежит оценке, запишем в виде

$$s(t, a, \varphi, \tau) = af(t)I(t/\tau)\cos(\omega t - \varphi), \quad (1)$$

где  $I(x) = \begin{cases} 1, & 0 \leq x \leq 1 \\ 0, & x < 0, x > 1 \end{cases}$  – индикатор единичной длительности;  $f(t)$  – непрерывная модулирующая

функция;  $a, \varphi, \omega, \tau$  – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность сигнала соответственно.

Если полоса частот  $\Delta\omega$  и частота  $\omega$  сигнала (1) удовлетворяют условию

$$\Delta\omega \ll \omega, \quad (2)$$

то сигнал (1) является узкополосным радиосигналом [1, 3]. Если условие (2) не выполняется, то формула (1) описывает сверхширокополосный квазиреализуемый сигнал [9]. Величины  $a, \varphi, \omega, \tau$  являются параметрами гармонического колебания, используемого для формирования сигнала. Тем не менее, аналогично [9], далее будем называть  $a, \varphi, \omega, \tau$  соответственно амплитудой, начальной фазой, частотой и длительностью сверхширокополосного квазиреализуемого сигнала (1). Выбором модулирующей функции  $f(t)$  можно обеспечить полосу  $\Delta\omega$  сигнала, близкую к частоте  $\omega_0$  [9]. Таким образом, изменение модулирующей функции  $f(t)$  позволяет описать формулой (1) как сверхширокополосные квазиреализуемые сигналы с большой относительной полосой частот, так и узкополосные радиосигналы, для которых выполняется условие (2).

Пусть в течение интервала времени  $t \in [0, T]$  наблюдается аддитивная смесь сигнала (1) и гауссовского белого шума  $n(t)$  с односторонней спектральной плотностью  $N_0$ :

$$\xi(t) = s(t, a_0, \varphi_0, \tau_0) + n(t), \quad (3)$$

где  $a_0, \varphi_0, \tau_0$  – истинные значения неизвестных параметров.

Будем считать, что длительность сигнала может принимать значения из априорного интервала  $\tau \in [T_1, T_2]$ . Располагая наблюдаемой реализацией  $\xi(t)$ , необходимо сформировать оценку амплитуды полезного сигнала (1), считая неизвестные длительность и начальную фазу неинформативными параметрами, в оценке которых нет необходимости.

## Квазиправдоподобная оценка амплитуды

Для синтеза алгоритма оценки воспользуемся методом максимального правдоподобия [1–3], согласно которому оценка амплитуды при априори известных длительности и начальной фазе совпадает с положением абсолютного (наибольшего) максимума логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОР)  $a_{0m} = \arg \sup_a L(a, \varphi_0, \tau_0)$ .

При неизвестных параметрах сигнала имеет место априорная параметрическая неопределенность относительно начальной фазы и длительности. В этом случае логарифм ФОР зависит от трех неизвестных параметров [1–3]:

$$L(a, \varphi, \tau) = \frac{2a}{N_0} \int_0^\tau \left( \xi(t) - \frac{a f(t) \cos(\omega t - \varphi)}{2} \right) f(t) \cos(\omega t - \varphi) dt. \quad (4)$$

Для преодоления априорной параметрической неопределенности вместо неизвестных длительности и начальной фазы в выражении (4) можно использовать некоторые их значения. Эти значения могут быть фиксированными или определяться на основе наблюдаемой реализации. Вместо неизвестной длительности в выражении (4) будем использовать некоторое ожидаемое ее значение  $\tau^*$  из области возможных значений длительности  $\tau \in [T_1, T_2]$ . Неизвестную начальную фазу в выражении (4) заменим ее КП-оценкой

$$\hat{\varphi}(a) = \arg \sup_\varphi L^*(a, \varphi), \quad L^*(a, \varphi) = L(a, \varphi, \tau = \tau^*), \quad (5)$$

что равносильно максимизации логарифма ФОР (4) по переменной  $\varphi$ . КП-оценка амплитуды  $\hat{a}$  определяется как положение абсолютного (наибольшего) максимума логарифма ФОР:

$$\hat{a} = \operatorname{argsup} L^*(a), \quad L^*(a) = \sup_{\varphi} L^*(a, \varphi) = L^*(a, \hat{\varphi}). \quad (6)$$

Оценка (6) может быть найдена аналитически. Для этого представим выражение (4) в виде

$$L^*(a, \varphi) = a \left( X^* \cos \varphi + Y^* \sin \varphi \right) - Q^* a^2 \frac{1 + \rho_c^* \cos(2\varphi) + \rho_s^* \sin(2\varphi)}{2}, \quad (7)$$

где обозначено  $X^* = X(\tau^*)$ ;  $Y^* = Y(\tau^*)$ ;  $Q^* = Q(\tau^*)$ ;  $\rho_c^* = \rho_c(\tau^*)$ ;  $\rho_s^* = \rho_s(\tau^*)$ ;

$$X(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi(t) f(t) \cos(\omega t) dt; \quad Y(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi(t) f(t) \sin(\omega t) dt; \quad Q(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) dt;$$

$$\rho_c(\tau) = \frac{1}{Q(\tau) N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \cos(2\omega t) dt; \quad \rho_s(\tau) = \frac{1}{Q(\tau) N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \sin(2\omega t) dt. \quad (8)$$

Решая далее систему уравнений правдоподобия  $\left. \frac{\partial L^*(a, \varphi)}{\partial a} \right|_{\hat{a}, \hat{\varphi}} = 0, \quad \left. \frac{\partial L^*(a, \varphi)}{\partial \varphi} \right|_{\hat{a}, \hat{\varphi}} = 0$ , находим выра-

жение для КП-оценки  $\hat{a}$  амплитуды сигнала (1)

$$\hat{a} = \frac{\sqrt{X^{*2} \left[ (1 - \rho_c^*)^2 + \rho_s^{*2} \right] + Y^{*2} \left[ (1 + \rho_c^*)^2 + \rho_s^{*2} \right] - 4X^* Y^* \rho_s^*}}{Q^* (1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2})}. \quad (9)$$

Для узкополосного радиосигнала, когда выполняется условие (2),  $\rho_c^* = 0, \rho_s^* = 0$ , выражение (9) существенно упрощается и принимает вид [1]  $\hat{a}_{\text{узк.}} = \frac{\sqrt{X^{*2} + Y^{*2}}}{Q^*}$ .

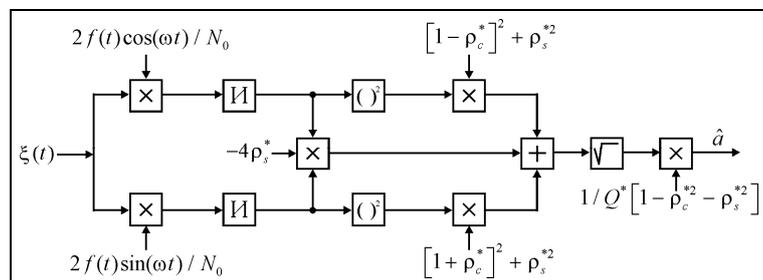


Рис. 1. Схема КП-измерителя амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала

Согласно (9), КП-оценку амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала можно сформировать на основе схемы, приведенной на рис. 1, где интеграторы И работают на интервале времени  $[0, \tau^*]$ ,  $\tau^* \in [T_1, T_2]$ .

Выполним анализ КП-алгоритма оценки амплитуды. Для полного статистического описания оценки (6) найдем ее плотность вероятности. Согласно (9), КП-оценка амплитуды определяется через случайные величины (СВ)  $X^*$  и  $Y^*$ . Следова-

тельно, плотность вероятности оценки (9) может быть выражена через совместную плотность вероятности этих СВ. Величины  $X^*$  и  $Y^*$  являются гауссовскими, поскольку представляют собой линейные преобразования (8) гауссовского случайного процесса  $\xi(t)$ , обладают математическими ожиданиями  $m_x = \langle X^* \rangle = a_0 R^* \left( (1 + r_c^*) \cos \varphi_0 + r_s^* \sin \varphi_0 \right)$ ,  $m_y = \langle Y^* \rangle = a_0 R^* \left( (1 - r_c^*) \sin \varphi_0 + r_s^* \cos \varphi_0 \right)$ , дисперсиями  $\sigma_x^2 = \langle (X^* - m_x)^2 \rangle = Q^* (1 + \rho_c^*)$ ,  $\sigma_y^2 = \langle (Y^* - m_y)^2 \rangle = Q^* (1 - \rho_c^*)$  и корреляционным моментом  $K_{xy} = \langle (X^* - m_x) (Y^* - m_y) \rangle = Q^* \rho_s^*$  (где  $R(\tau) = Q[\min(\tau, \tau_0)]$ ,  $R^* = R(\tau^*)$ ,  $r_c(\tau) = \rho_c[\min(\tau, \tau_0)]$ ,  $r_c^* = r_c(\tau^*)$ ,  $r_s(\tau) = \rho_s[\min(\tau, \tau_0)]$ ,  $r_s^* = r_s(\tau^*)$ ).

Введем аналогично [9] замену переменных:  $Z = (1 + \rho_c^*) Y^* - \rho_s^* X^*$ ,  $P = (1 - \rho_c^*) X^* - \rho_s^* Y^*$ . Тогда для КП-оценки амплитуды (9) получаем выражение

$$\hat{a} = \frac{\sqrt{Z^2 + P^2}}{Q^* (1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2})}. \quad (10)$$

Случайные величины  $Z$  и  $P$  – гауссовские, т.к. они представляют собой линейные комбинации гауссовских СВ  $X^*$  и  $Y^*$ . Следовательно, статистические свойства  $Z$  и  $P$  полностью описываются их первыми двумя моментами. Выполняя усреднение, находим математические ожидания  $m_z = \langle Z \rangle = a_0 R^* S_z$ ,  $m_p = \langle P \rangle = a_0 R^* S_p$ , где

$$S_z = \sin \varphi_0 \left( (1 + \rho_c^*) (1 - r_c^*) - \rho_s^* r_s^* \right) + \cos \varphi_0 \left( (1 + \rho_c^*) r_s^* - \rho_s^* (1 + r_c^*) \right), \quad (11)$$

$$S_p = \sin \varphi_0 \left( (1 - \rho_c^*) r_s^* - \rho_s^* (1 - r_c^*) \right) + \cos \varphi_0 \left( (1 - \rho_c^*) (1 + r_c^*) - \rho_s^* r_s^* \right); \quad (12)$$

дисперсии  $\sigma_z^2 = \langle (Z - m_z)^2 \rangle = Q^* g (1 + \rho_c^*)$ ,  $\sigma_p^2 = \langle (P - m_p)^2 \rangle = Q^* g (1 - \rho_c^*)$ ,  $g = 1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2}$  и коэффициент корреляции

$$R_{zp} = \frac{\langle (Z - m_z)(P - m_p) \rangle}{\sigma_z \sigma_p} = -\frac{\rho_s^*}{\sqrt{1 - \rho_c^{*2}}}. \quad (13)$$

С учетом найденных моментов совместная плотность вероятности СВ  $Z$  и  $P$  определяется формулой

$$W_2(Z, P) = \frac{(1 - R_{zp}^2)^{-\frac{1}{2}}}{2\pi \sigma_z \sigma_p} \exp \left\{ -\frac{1}{2(1 - R_{zp}^2)} \left[ \frac{(Z - m_z)^2}{2\sigma_z^2} + \frac{(P - m_p)^2}{2\sigma_p^2} - \frac{2R_{zp}(Z - m_z)(P - m_p)}{\sigma_z \sigma_p} \right] \right\}. \quad (14)$$

Сделав в (10) замену переменных  $Z = \Lambda \sin \theta$ ,  $P = \Lambda \cos \theta$ , получим

$$\hat{a} = \frac{\Lambda}{Q^* g}, \text{ причем } \Lambda \geq 0, \theta \in [-\pi, \pi]. \quad (15)$$

Выполним переход от совместной плотности вероятности СВ  $Z$  и  $P$  к совместной плотности вероятности СВ  $\Lambda$  и  $\theta$ . Для этого воспользуемся формулой из [11]:

$$W_{\Lambda\theta}(\Lambda, \theta) = W_{ZP}(\Lambda \sin \theta, \Lambda \cos \theta) |D|, \quad (16)$$

где  $|D| = \begin{vmatrix} \frac{\partial \Lambda \sin \theta}{\partial \Lambda} & \frac{\partial \Lambda \sin \theta}{\partial \theta} \\ \frac{\partial \Lambda \cos \theta}{\partial \Lambda} & \frac{\partial \Lambda \cos \theta}{\partial \theta} \end{vmatrix} = \Lambda$  – якобиан преобразования.

Перейдем теперь в выражении (16) от СВ  $\Lambda$  и  $\theta$  к СВ  $\hat{a} = \frac{\Lambda}{Q^* g}$  и  $\theta$ :

$$W_{a\theta}(a, \theta) = W_{\Lambda\theta}(a Q^* g, \theta) |D_1|, \quad (17)$$

где якобиан преобразования  $|D_1| = Q^* g$ .

Величина  $\hat{a}$  является КП оценкой амплитуды (9). В результате получим выражение для совместной плотности вероятности СВ  $\hat{a}$  и  $\theta$

$$W_{a\theta}(a, \theta) = C Q^* a \exp \left[ -\left( \gamma^2(\theta) Q^* a^2 - 2\delta(\theta) \sqrt{Q^*} a \right) \right], \quad a \geq 0, \theta \in [-\pi, \pi]. \quad (18)$$

Здесь введены обозначения:

$$C = \frac{Q^* g^2}{2\pi \sqrt{(1-R_{zp}^2) \sigma_z^2 \sigma_p^2}} \exp \left( -\frac{\sigma_p^2 m_z^2 + \sigma_z^2 m_p^2 - 2R_{zp} \sigma_z \sigma_p m_z m_p}{2(1-R_{zp}^2) \sigma_z^2 \sigma_p^2} \right),$$

$$\delta(\theta) = \sqrt{Q^*} g \frac{m_z \sigma_p^2 \sin \theta + m_p \sigma_z^2 \cos \theta - R_{zp} \sigma_z \sigma_p (m_p \sin \theta + m_z \cos \theta)}{2(1-R_{zp}^2) \sigma_z^2 \sigma_p^2},$$

$$\gamma^2(\theta) = Q^* g^2 \frac{\sigma_p^2 \sin^2 \theta + \sigma_z^2 \cos^2 \theta - R_{zp} \sigma_z \sigma_p \sin(2\theta)}{2(1-R_{zp}^2) \sigma_z^2 \sigma_p^2}.$$

Согласно (18), плотность вероятности КП-оценки (9) амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала можно найти, интегрируя совместную плотность вероятности по переменной  $\theta$ :

$$W_a(a) = \int_{-\pi}^{\pi} W_{a\theta}(a, \theta) d\theta = C Q^* a \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left( 2\delta(\theta) \sqrt{Q^*} a - \gamma^2(\theta) Q^* a^2 \right) d\theta. \quad (19)$$

Точность оценки можно характеризовать величинами смещения, дисперсии и рассеяния. Условные смещение и дисперсия оценки амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала определяются соответственно выражениями [1]

$$b(\hat{a} | a_0, \varphi_0, \tau_0) = \langle \hat{a} \rangle - a_0, \quad D(\hat{a} | a_0, \varphi_0, \tau_0) = \langle (a - \langle \hat{a} \rangle)^2 \rangle. \quad (20)$$

В формулах (20) усреднение выполняется по реализациям шума при фиксированных истинных значениях параметров  $a_0, \varphi_0$ . Используя плотность вероятности (19), находим значения первых двух моментов КП-оценки амплитуды:

$$\langle \hat{a} \rangle = \int_0^{\infty} a W_a(a) da, \quad \langle \hat{a}^2 \rangle = \int_0^{\infty} a^2 W_a(a) da. \quad (21)$$

Подставляя в формулы (21) выражение (19) и интегрируя по  $a$ , получаем

$$\langle \hat{a} \rangle = \frac{C}{\sqrt{Q^*}} \int_{-\pi}^{\pi} J_1(\theta) d\theta, \quad \langle \hat{a}^2 \rangle = \frac{C}{\sqrt{Q^*}} \int_{-\pi}^{\pi} J_2(\theta) d\theta, \quad (22)$$

где

$$J_1(\theta) = \frac{\delta(\theta)}{2\gamma^4(\theta)} + \frac{\sqrt{\pi} \Phi \left( \frac{\sqrt{2} \delta(\theta)}{\gamma(\theta)} \right)}{2\gamma^3(\theta)} \exp \left( \frac{\delta^2(\theta)}{\gamma^2(\theta)} \right) \left( 1 + 2 \frac{\delta^2(\theta)}{\gamma^2(\theta)} \right);$$

$$J_2(\theta) = \frac{1}{2\gamma^4(\theta)} \left( 1 + \frac{\delta^2(\theta)}{\gamma^2(\theta)} \right) + \frac{\delta(\theta) \sqrt{\pi} \Phi \left( \frac{\sqrt{2} \delta(\theta)}{\gamma(\theta)} \right)}{\gamma^5(\theta)} \exp \left( \frac{\delta^2(\theta)}{\gamma^2(\theta)} \right) \left( \frac{3}{2} + \frac{\delta^2(\theta)}{\gamma^2(\theta)} \right);$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp \left( -\frac{t^2}{2} \right) dt \text{ – интеграл вероятности.}$$

Исследуем поведение статистических характеристик КП-оценки амплитуды (9) – смещения и дисперсии, с увеличением отношения сигнал/шум (ОСШ). Подставим наблюдаемую реализацию (3) в выражения для  $X^*$  и  $Y^*$  и выделим детерминированную и случайную составляющие:

$$X^* = a_0 Q_0 \mu_X^* + N_c^*, \quad Y^* = a_0 Q_0 \mu_Y^* + N_s^*, \quad (23)$$

где  $\mu_X = \frac{R^*}{Q_0}(\cos \varphi_0(1+r_c^*)+r_s^* \sin \varphi_0)$ ;  $\mu_Y = \frac{R^*}{Q_0}(\sin \varphi_0(1-r_c^*)+r_s^* \cos \varphi_0)$ ;  $Q_0 = Q(\tau_0)$ ;  $N_c^*$ ,  $N_s^*$  – гауссовские СВ с нулевыми математическими ожиданиями, дисперсиями  $\langle N_c^{*2} \rangle = Q^*(1+\rho_c^*)$ ,  $\langle N_s^{*2} \rangle = Q^*(1-\rho_c^*)$  и корреляционным моментом  $\langle N_c^* N_s^* \rangle = \langle N_s^* N_c^* \rangle = Q^* \rho_s^*$ :

$$N_c^* = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} n(t) f(t) \cos(\omega t) dt, \quad N_s^* = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} n(t) f(t) \sin(\omega t) dt.$$

Обозначим далее  $z_0^2 = a_0^2 Q_0$  – ОСШ на выходе приемника МП-радиосигнала (1) с амплитудой  $a_0$  и длительностью  $\tau_0$  [1]. Введем в рассмотрение случайные величины

$$\eta_c^* = \frac{z_0 N_c^*}{a_0 Q_0}, \quad \eta_s^* = \frac{z_0 N_s^*}{a_0 Q_0}, \quad (24)$$

которые являются гауссовскими и обладают нулевыми математическими ожиданиями, дисперсиями  $\langle \eta_c^{*2} \rangle = \frac{Q^*}{Q_0}(1+\rho_c^*)$ ,  $\langle \eta_s^{*2} \rangle = \frac{Q^*}{Q_0}(1-\rho_c^*)$  и корреляционным моментом  $\langle \eta_c^* \eta_s^* \rangle = \frac{Q^*}{Q_0} \rho_s^*$ .

Подставив выражения (23) в формулу (9), запишем КП-оценку амплитуды с учетом обозначений (24)

$$\hat{a} = a_0 \frac{Q_0 \sqrt{(\mu_X^* + \varepsilon \eta_c^*)^2 \alpha + (\mu_Y^* + \varepsilon \eta_s^*)^2 \beta - 4 \rho_s^* (\mu_X^* + \varepsilon \eta_c^*) (\mu_Y^* + \varepsilon \eta_s^*)}}{Q^* (1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2})}, \quad (25)$$

где  $\alpha = (1 - \rho_c^*)^2 + \rho_s^{*2}$ ;  $\beta = (1 + \rho_c^*)^2 + \rho_s^{*2}$ ;  $\varepsilon^2 = \frac{1}{z_0^2}$  – величина, обратная ОСШ.

Далее будем считать, что ОСШ  $z_0$  достаточно велико, следовательно, величина  $\varepsilon$  мала. Разложив выражение (25) в ряд Тейлора по степеням  $\varepsilon$  и отбросив слагаемые порядка малости  $\varepsilon^2$  и менее, получаем

$$\hat{a} = a_0 \frac{Q_0 \sqrt{\alpha \mu_X^{*2} + \beta \mu_Y^{*2} - 4 \rho_s^* \mu_X^* \mu_Y^*}}{Q^* (1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2})} \left( 1 + \varepsilon \frac{\alpha \mu_X^* \eta_c^* + \beta \mu_Y^* \eta_s^* - 2 \rho_s^* (\mu_X^* \eta_s^* + \mu_Y^* \eta_c^*)}{\alpha \mu_X^{*2} + \beta \mu_Y^{*2} - 4 \rho_s^* \mu_X^* \mu_Y^*} \right). \quad (26)$$

Выполняя усреднение, находим асимптотически (при больших ОСШ) точные выражения для смещения и дисперсии КП-оценки амплитуды:

$$b(\hat{a} | a_0, \varphi_0, \tau_0) = a_0 \left( \frac{R^* \sqrt{B}}{Q^* (1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2})} - 1 \right), \quad (27)$$

$$D(\hat{a} | a_0, \varphi_0, \tau_0) = \frac{a_0^2}{z_0^2} \cdot \frac{Q_0}{Q^*} \cdot \frac{U^2 (1 + \rho_c^*) + H^2 (1 - \rho_c^*) + 2UH \rho_s^*}{B (1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2})^2}, \quad (28)$$

где

$$B = [1 + r_c^{*2} + r_s^{*2} + 2r_c^* \cos(2\varphi_0) + 2r_s^* \sin(2\varphi_0)](1 + \rho_c^{*2} + \rho_s^{*2}) + 2\rho_c^* [(r_s^{*2} - r_c^{*2}) \cos 2\varphi_0 - 2r_c^* r_s^* \sin(2\varphi_0) - 2r_c^* - \cos(2\varphi_0)] + 2\rho_s^* [(r_c^{*2} - r_s^{*2}) \sin(2\varphi_0) - 2r_c^* r_s^* \cos(2\varphi_0) - 2r_s^* - \sin(2\varphi_0)],$$

$$U = [(1 - \rho_c^*)^2 + \rho_s^{*2}] [(1 + r_c^*) \cos \varphi_0 + r_s^* \sin \varphi_0] - 2\rho_s^* [r_s^* \cos \varphi_0 + \sin \varphi_0 - r_c^* \sin \varphi_0],$$

$$H = [(1 + \rho_c^*)^2 + \rho_s^{*2}] [r_s^* \cos \varphi_0 + (1 - r_c^*) \sin \varphi_0] - 2\rho_s^* [(1 + r_c^*) \cos \varphi_0 + r_s^* \sin \varphi_0].$$

Если длительность сигнала априори известна  $\tau^* = \tau_0$ , то выражения (27) и (28) принимают вид

$$b(a_m | a_0, \varphi_0, \tau_0) = 0, \quad (29)$$

$$D(a_m | a_0, \varphi_0, \tau_0) = a_0^2 \varepsilon^2 \frac{1 - \rho_c^* \cos(2\varphi_0) - \rho_s^* \sin(2\varphi_0)}{1 - \rho_c^{*2} - \rho_s^{*2}}, \quad (30)$$

что совпадает со смещением и дисперсией МП оценки  $a_m$  амплитуды при априори известной длительности, найденными в [9].

Для узкополосного радиосигнала выражения для смещения (27) и дисперсии (28) упрощаются:

$$b(\hat{a} | a_0, \varphi_0, \tau_0) = 0, \quad D(\hat{a} | a_0, \varphi_0, \tau_0) = \frac{a_0^2 Q_0}{z_0^2 Q^*},$$

и совпадают с аналогичными выражениями, найденными в [8].

В качестве примера рассмотрим оценку амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала, форма модулирующей функции которого определяется выражением

$$f(t) = \exp(-\lambda t / T_2), \quad (31)$$

где  $\lambda$  характеризует скорость убывания модулирующей функции. Подставляя (31) в (8), находим

$$Q(\tau) = \frac{1 - \exp(-2\lambda\tau / T_2)}{2\lambda N_0 / T_2}, \quad (32)$$

$$\rho_c(\tau) = \frac{d^2 \left( \operatorname{cth} \lambda \frac{\tau}{T_2} - 1 \right)}{2(1 + d^2)} \left[ \exp\left(\frac{2\lambda\tau}{T_2}\right) - \cos(2\omega\tau) + \frac{1}{d} \sin(2\omega\tau) \right], \quad (33)$$

$$\rho_s(\tau) = \frac{d \left( 1 - \operatorname{cth} \lambda \frac{\tau}{T_2} \right)}{2(1 + d^2)} \left[ \cos(2\omega\tau) - \exp\left(\frac{2\lambda\tau}{T_2}\right) + d \sin(2\omega\tau) \right]. \quad (34)$$

Подставив в выражения (31)–(34)  $\tau = \tau^*$ , получим

$$Q^* = \frac{[1 - \exp(-2\chi d)] \tau^*}{2\chi d N_0}, \quad (35)$$

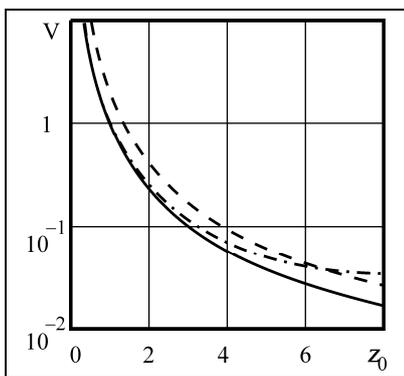
$$\rho_c^* = \frac{d^2 (\operatorname{cth}(\chi d) - 1)}{2(1 + d^2)} \left[ \exp(2\chi d) - \cos(2\chi) + \frac{1}{d} \sin(2\chi) \right], \quad (36)$$

$$\rho_s^* = \frac{d [1 - \operatorname{cth}(\chi d)]}{2(1 + d^2)} \left[ \cos(2\chi) - \exp(2\chi d) + d \sin(2\chi) \right], \quad (37)$$

где  $\chi = 2\pi\kappa\Delta$ ;  $d = \frac{\lambda(\delta+1)}{4\pi\delta\kappa}$ ;  $\delta = T_2/T_1$ .

Величина  $\kappa = \frac{\omega\tau_0}{2\pi}$  характеризует степень узкополосности

сверхширокополосного квазирадиосигнала и равна числу периодов гармонического колебания (1), укладывающихся на длительности сигнала  $\tau_0$ , а величина  $\Delta = \tau^*/\tau_0$  характеризует отличие длительности ожидаемого и принимаемого сигналов. В частности, при  $\Delta = 1$  КП оценка амплитуды совпадает с МП-оценкой, исследованной в [9]. На рис. 2 изображены графики зависимости условного рассеяния (38),



**Рис. 2.** Графики зависимости от СШП условного рассеяния КП-оценки амплитуды при различных значениях растройки  $\Delta$ :  $\Delta = 1$  (сплошная кривая, растрейка отсутствует);  $\Delta = 1/2$  (штриховая кривая, ожидаемая длительность меньше истинного значения);  $\Delta = 2$  (штрих-пунктирная, ожидаемая длительность больше истинного значения); при расчете кривых предполагалось  $\varphi_0 = 0$ ,  $\lambda = 1$ ,  $\delta = 2$ ,  $\kappa = 0,5$

нормированного на  $a_0^2$ , от ОСШ при различных расстройках длительности ожидаемого сигнала  $\Delta$ .

$$V = \frac{\langle \hat{a}^2 \rangle - 2a_0 \langle \hat{a} \rangle + a_0^2}{a_0^2} \quad (38)$$

Проигрыш в эффективности оценки вследствие незнания длительности сверхширокополосного квазирадиосигнала можно охарактеризовать отношением рассеяний оценки амплитуды при наличии и при отсутствии расстройки длительности

$$\chi_V = V(z_0, \Delta) / V(z_0, \Delta = 1), \quad (39)$$

а также величиной нормированного смещения

$$\chi_b = b(z_0, \Delta) / \sqrt{V(z_0, \Delta)}, \quad (40)$$

где под  $b(z_0, \Delta)$  и  $V(z_0, \Delta)$  понимаются (27) и (38) соответственно.

На рис. 3 приведены соответственно зависимости проигрыша (39) в точности КП-оценки амплитуды и нормированного смещения (40) от величины расстройки длительности ожидаемого сигнала  $\Delta$  при различных ОСШ:  $z_0 = 4$  (сплошная кривая),  $z_0 = 6$  (штриховая кривая),  $z_0 = 8$  (штрих-пунктирная кривая). Как видно из рис. 3, априорное незнание длительности сигнала может привести к существенному снижению точности оценки амплитуды. При малых ОСШ и  $\Delta > 1$  КП-оценка обладает меньшим рассеянием, чем при отсутствии расстройки и при  $\Delta < 1$ . При  $\Delta > 1$  КП-оценка амплитуды является несостоятельной, ее смещение не стремится к нулю с ростом ОСШ.

### Максимально правдоподобная оценка амплитуды

С целью улучшения точности оценки амплитуды можно применить МП-алгоритм, основанный на поиске положения абсолютного максимума логарифма ФОП:

$$a_m = \arg \sup_a L(a), \quad L(a) = \sup_{\tau, \varphi} L(\tau, a, \varphi) = \sup_{\tau} L(\tau, a), \quad L(\tau, a) = \sup_{\varphi} L(\tau, a, \varphi),$$

в котором вместо неизвестных длительности и начальной фазы в выражении (4) используются их оценки максимального правдоподобия  $a_m$  и  $\varphi_m$ . Это равносильно максимизации логарифма ФОП (4) по неизвестным параметрам. Выполняя аналитически максимизацию логарифма ФОП (4) по переменным  $a$  и  $\varphi$ , получаем

$$a_m = \frac{\sqrt{X^2(\tau_m) \left[ (1 - \rho_{cm})^2 + \rho_{sm}^2 \right] + Y^2(\tau_m) \left[ (1 + \rho_{cm})^2 + \rho_{sm}^2 \right] - 4X(\tau_m)Y(\tau_m)\rho_{sm}}}{Q(1 - \rho_{cm}^2 - \rho_{sm}^2)}, \quad (41)$$

$$\tau_m = \arg \sup_{\tau} L(\tau), \quad \rho_{cm} = \rho_c(\tau_m), \quad \rho_{sm} = \rho_s(\tau_m), \quad Q = Q(\tau_m), \quad (42)$$

$$L(\tau) = \frac{[1 - \rho_c(\tau)]X^2(\tau) + [1 + \rho_c(\tau)]Y^2(\tau) - 2X(\tau)Y(\tau)\rho_s(\tau)}{2Q(\tau)[1 - \rho_c^2(\tau) - \rho_s^2(\tau)]}. \quad (43)$$

Для узкополосного радиосигнала выражение (43) существенно упрощается и принимает вид [1]

$$L_{m \text{ узк}}(\tau) = \frac{X(\tau)^2 + Y(\tau)^2}{2Q(\tau)}.$$

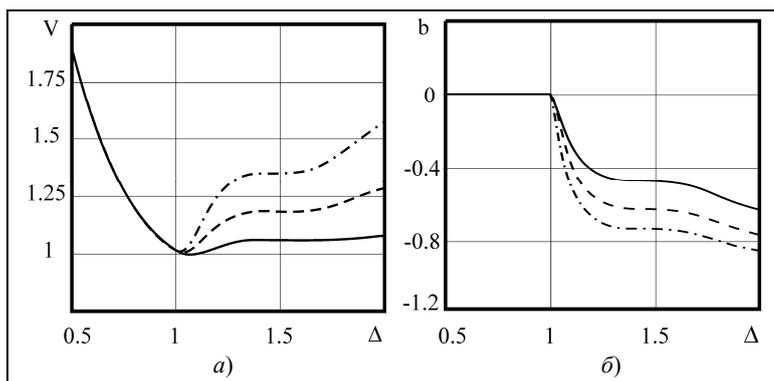
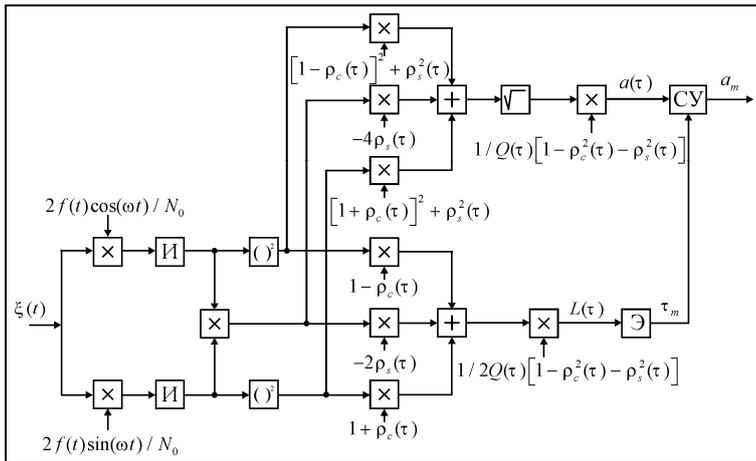


Рис. 3. Графики зависимости от расстройки проигрыша в эффективности КП-оценки амплитуды (а) и нормированного смещения КП-оценки амплитуды (б) для различных значений ОСШ:  $z_0 = 4$  (сплошная кривая);  $z_0 = 6$  (штриховая кривая);  $z_0 = 8$  (штрих-пунктирная кривая)



**Рис. 4.** Схема МП-измерителя амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала: И – интеграторы на интервале времени  $[0, t]$ ,  $t \in [0, T_2]$ ; Э – экстрематор, осуществляющий поиск положения наибольшего максимума входного сигнала на интервале времени  $[T_1, T_2]$ ; ЛЗ – линия задержки на время  $T_2$ ; СУ – стробирующее устройство, фиксирующее значение входного сигнала в момент времени  $T_2 + \tau_m$

разрывным параметром [2]. Таким образом, условия регулярности частично нарушаются. В работе [12] показано, что асимптотически (с ростом ОСШ) точность совместных МП-оценок регулярных параметров (амплитуды и начальной фазы) не зависит от наличия неизвестного разрывного параметра (длительности). Это означает, что смещение и дисперсия МП-оценки амплитуды (41) при больших ОСШ асимптотически совпадают со смещением и рассеянием (29), (30) оценки амплитуды сигнала с априори известной длительностью [9]. Таким образом, зависимости, приведенные на рис. 2 и 3, можно интерпретировать как функции, характеризующие выигрыш в точности МП-оценки (41) по сравнению с точностью КП-оценки (9).

- Полученные результаты позволяют оценить влияние априорного незнания длительности сверхширокополосного квазирадиосигнала на точность оценки его амплитуды. Найдены выражения для проигрыша в точности оценки амплитуды. Несовпадение ожидаемого значения длительности с его истинным значением может привести к несостоятельности КП-оценки амплитуды и к увеличению рассеяния оценки в несколько раз. Статистические характеристики более сложной МП-оценки амплитуды, при больших отношениях сигнал/шум, асимптотически совпадают со смещением и рассеянием МП оценки амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с априори известной длительностью. Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор алгоритма оценки амплитуды в зависимости от имеющейся априорной информации, а также в зависимости от требований, предъявляемых к точности оценки и к степени простоты технической реализации алгоритма оценки.

*Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект №14-49-00079).*

## Литература

1. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио. 1978.
2. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь. 1986.
3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь. 1983.
4. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Кондратович П.А., Трифонов М.В. Оценка амплитуды сигнала с неизвестной длительностью // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 2012. Т. 55. № 9. С. 3–10.
5. Грязнов М.И., Гуревич М.Л., Рябинин Ю.А. Измерение параметров импульсов. М.: Радио и связь. 1991.
6. Зандер Ф.В., Чмых М.К. Предельные погрешности оптимальных измерителей амплитуды и постоянной составляющей сигналов с малым временем измерения // Измерительная техника. 1988. № 1. С. 33–34.

Выражения (41)–(43) определяют структуру приемного устройства. Приемник должен формировать СП (43) для всех возможных значений длительности и находить МП-оценку длительности как положение его максимума. Подставив найденную оценку длительности в выражение (41), получаем искомую МП-оценку амплитуды. На рис. 4 изображена схема МП-измерителя амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала.

Для анализа МП-алгоритма оценки амплитуды рассмотрим логарифм ФОП (4). Он представляет собой случайное поле, дифференцируемое по переменным  $a$  и  $\varphi$  и недифференцируемое по переменной  $\tau$ . Следовательно, амплитуда и начальная фаза являются регулярными параметрами сигнала (1), а длительность –

7. Мешков В.П., Угольников В.Н. Методы измерения амплитуды гармонического сигнала за время менее периода // Метрология. 1984. № 8. С. 8–11.
8. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Trifonov M.V., Chernoyarov O.V., Artemenko A.A. Amplitude estimate of the radio signal with unknown duration and initial phase // Applied Mathematical Sciences. V. 8. 2014. № 111. 5517–5528.
9. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Характеристики оценки амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 2010. Т. 53. № 5. С. 22–31.
10. Мудров В.И., Кушко В.Л. Методы обработки измерений. М.: Радио и связь. 1983.
11. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь. 1982.
12. Трифонов А.П., Бутейко В.К. Характеристики совместных оценок параметров сигнала при частичном нарушении условий регулярности // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36. № 2. С. 319–327.

Поступила 19 ноября 2015 г.

## The amplitude estimation of the ultra-wideband quasi radio signal with unknown duration and initial phase

© Authors, 2015  
© Radiotekhnika, 2015

**A.P. Trifonov** – Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of Department of Radiophysics, Voronezh State University  
E-mail: trifonov@phys.vsu.ru

**Yu.E. Korchagin** – Dr. Sc. (Phys.-Math.), Associate Professor, Department of Radiophysics, Voronezh State University  
E-mail: korchagin@phys.vsu.ru

**K.D. Titov** – Post-graduate Student, Department of Radiophysics, Voronezh State University  
E-mail: titovkd@gmail.com

The article contains quasi-likelihood and maximum-likelihood amplitude estimation algorithm of ultra-wideband quasi radio signal with unknown duration and initial phase. Under the ultra-wideband quasi radio signal is understood the signal, the structure of which is similar to narrowband radio signal without performed relatively narrow bandwidth condition. Proposed flowchart devices generating amplitude estimate. The comparison of the complexity of the technical or software implementation of the synthesized algorithms is performed. It is shown that the maximum likelihood estimation algorithm is more complex than quasi-likelihood algorithm.

The analysis of the synthesized algorithms is fulfilled, the accuracy of amplitude estimates characteristics is found. It is shown that the duration of the signal ignorance may lead to a significant reduction in the accuracy of quasi-likelihood estimation. The accuracy of maximum-likelihood amplitude estimates asymptotically with increasing signal/noise ratio is close to the accuracy of amplitude estimates with unknown duration.

The obtained results of synthesis and analysis of estimation algorithms of the amplitude with unknown quasi radio signal duration allow us to make reasonable choice of necessary estimation algorithm based on the available a priori information about the duration of the signal, as well as the requirements for ease of implementation of the algorithm and the requirements for the accuracy of the estimate.

### References

1. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Oczenka parametrov signalov na fone pomex. M.: Sov. radio. 1978.
2. Trifonov A.P., Shinakov Yu.S. Sovmestnoe razlichenie signalov i oczenka ix parametrov na fone pomex. M.: Radio i svyaz'. 1986.
3. Tixonov V.I. Optimal'nyj priem signalov. M.: Radio i svyaz'. 1983.
4. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Kondratovich P.A., Trifonov M.V. Oczenka amplitudy' signala s neizvestnoj dlitel'nost'yu // Izvestiya VUZov. Radioelektronika. 2012. T. 55. № 9. S. 3–10.
5. Gryaznov M.I., Gurevich M.L., Ryabinin Yu.A. Izmerenie parametrov impul'sov. M.: Radio i svyaz'. 1991.
6. Zander F.V., Chmyx M.K. Predel'ny'e pogreshnosti optimal'ny'x izmeritelej amplitudy' i postoyannoj sostavlyayushhej signalov s mal'y'm vremenem izmereniya // Izmeritel'naya texnika. 1988. № 1. S. 33–34.
7. Meshkov V.P., Ugol'kov V.N. Metody' izmereniya amplitudy' garmonicheskogo signala za vremya menee perioda // Metrologiya. 1984. № 8. S. 8–11.
8. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Trifonov M.V., Chernoyarov O.V., Artemenko A.A. Amplitude estimate of the radio signal with unknown duration and initial phase // Applied Mathematical Sciences. V. 8. 2014. № 111. 5517–5528.
9. Trifonov A.P., Rudnev P.E. Karakteristiki oczenki amplitudy' sverxshirokopolosnogo kvaziradiosignala // Izvestiya VUZov. Radioelektronika. 2010. T. 53. № 5. S. 22–31.
10. Mudrov V.I., Kushko V.L. Metody' obrabotki izmerenij. M.: Radio i svyaz'. 1983.
11. Tixonov V.I. Statisticheskaya radiotekhnika. M.: Radio i svyaz'. 1982.
12. Trifonov A.P., Butejko V.K. Karakteristiki sovmestny'x oczenok parametrov signala pri chastichnom narushenii uslovij regul'yarnosti // Radiotekhnika i elektronika. 1991. T. 36. № 2. S. 319–327.