

На правах рукописи

Смирнов Александр Владимирович

СОВМЕСТНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ
ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В УСТРОЙСТВАХ
БЫСТРОГО ПОИСКА И КОДОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Владимир - 2011

Работа выполнена в ФГБОУ ВПО «Вятский государственный университет» (ВятГУ).

Научный руководитель: доктор технических наук, профессор
Прозоров Дмитрий Евгеньевич

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Бернюков Арнольд Константинович

кандидат технических наук, доцент
Медведев Владимир Петрович

Ведущая организация: ОАО «Научно-исследовательский институт
средств вычислительной техники»

Защита диссертации состоится «__» _____ 2012 г. в _____ на заседании диссертационного совета Д.212.025.04 при Владимирском государственном университете имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых по адресу: 600000, г. Владимир, ул. Горького, д. 87.

Отзыв на автореферат, заверенный печатью, просим направлять по адресу: 600000, г. Владимир, ул. Горького, д.87, Ученому секретарю диссертационного совета Д.212.025.04 Самойлову Александру Георгиевичу

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

Автореферат разослан «__» _____ 20__ г.

Ученый секретарь диссертационного совета
доктор технических наук, профессор

А.Г. Самойлов

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы

Шумоподобные сигналы (ШПС) успешно используются уже более 50 лет в радиотехнических системах передачи информации (СПИ), радиолокации и радионавигации. Теория поиска и кодовой синхронизации ШПС разрабатывалась как отечественными (В.И.Журавлев, Г.И.Тузов, В.Б.Пестряков, Л.Е.Варакин, Н.Т.Петрович и др.), так и зарубежными (Р.К.Диксон, С.Голомб, Дж.Проакис, Р.Уорд и др.) учеными. Основная часть проведенных в указанных работах исследований посвящена приему сигналов, сформированных на основе линейных рекуррентных последовательностей максимального периода (МЛРП). Широкое распространение последних обусловлено простотой генерации и относительно хорошими корреляционными свойствами. Недостатком МЛРП является сравнительно невысокая структурная сложность, что позволяет восстановить структуру кода по неискаженному сегменту последовательности.

Разработка и анализ алгоритмов поиска и синхронизации ШПС часто осуществляется в предположении, что на приемной стороне известны все параметры сигнала за исключением информационного. Эффективность таких алгоритмов невысока в условиях приема радиосигналов, изменяющихся в результате фединга, доплеровского сдвига несущей частоты, случайной задержки сигналов и т.д., что ухудшает качественные показатели СПИ. Поэтому, на практике часто возникает необходимость оценки всех или части непрерывных параметров принимаемого сигнала.

Решение задачи совместной оценки параметров дискретных радиосигналов на основе теории условных процессов Маркова рассматривалось в работах В. И. Тихонова, И. Н. Амиантова, М.С. Ярлыкова, В.А. Смирнова, М.А. Миронова и др. Однако отсутствие подробного исследования качественных и количественных характеристик полученных в них алгоритмов не позволяет судить об эффективности и возможности их практической реализации.

Позднее, в работах Е.П. Петрова, А.В.Частикова, Д.Е. Прозорова были получены алгоритмы поиска и кодовой синхронизации ШПС использующие совместную оценку параметров ШПС сформированных на МЛРП. Однако, растущий в последние годы интерес к системам с высокой степенью защиты от несанкционированного доступа делает актуальной задачу разработки и исследования алгоритмов поиска и кодовой синхронизации ШПС повышенной структурной сложности, в том числе нелинейных.

Целью диссертации является разработка и исследование алгоритмов совместной оценки дискретного и непрерывных параметров шумоподобных сигналов для сокращения времени поиска и кодовой синхронизации шумоподобных сигналов в системах передачи информации.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработка алгоритмов фильтрации дискретного параметра ШПС,

построенных на рекуррентных, в том числе нелинейных псевдослучайных последовательностях (ПСП).

2. Разработка структур устройств быстрого поиска и кодовой синхронизации ШПС; анализ их помехоустойчивости при воздействии белого гауссовского шума.

3. Разработка алгоритмов совместной оценки параметров ШПС.

4. Анализ помехоустойчивости устройств поиска и кодовой синхронизации ШПС, построенных на основе алгоритмов совместной оценки параметров ШПС, при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров (амплитуды и задержки) радиоимпульсов ШПС.

5. Анализ схмотехнической базы для практической реализации ПУ.

Методы исследования

Для решения поставленных в работе задач используются методы статистической теории связи, теории оптимальной нелинейной фильтрации, теории условных марковских процессов, статистической теории выбора и принятия решений, рядов, интегрального счисления.

Научная новизна

1. Разработаны алгоритмы и структуры приемных устройств ШПС, построенных на бинарных рекуррентных нелинейных ПСП. В качестве модели ПСП использована конечная цепь Маркова.

2. Разработаны алгоритмы совместной оценки дискретного параметра, амплитуды и задержки ШПС, построенных на бинарных рекуррентных ПСП, на основе представления параметров ШПС дискретными и непрерывными процессами Маркова.

3. Разработан адаптивный алгоритм совместной оценки дискретного и непрерывных параметров бинарных ПСП, позволяющий обеспечить работу алгоритма фильтрации без знания априорных данных о фильтруемом процессе и требующий минимальных технических ресурсов для реализации.

4. Проведен анализ помехоустойчивости алгоритмов совместной оценки дискретного (информационного) параметра и двух непрерывных параметров (амплитуда и задержка) ШПС.

Обоснованность и достоверность подтверждается использованием апробированного математического аппарата условных марковских процессов; совпадением теоретических результатов с практическими, полученными статистическим моделированием разработанных алгоритмов приема ШПС построенных на нелинейных ПСП и оценкой работы аппаратно-программных реализаций разработанных алгоритмов на сигнальном процессоре TMS320C6711.

Практическая ценность диссертационной работы заключается в разработке алгоритмов приема ШПС, позволяющих сократить время поиска и кодовой синхронизации ШПС в условиях флуктуаций непрерывных параметров принимаемого сигнала в СПИ с кодовым разделением.

Положения, выносимые на защиту:

1. Алгоритмы фильтрации дискретного параметра ШПС, построенных на

нелинейных ПСП, позволяющие повысить вероятность распознавания сигнала и сократить время кодовой синхронизации ШПС по сравнению с методом Уорда (глава 1).

2. Адаптивный алгоритм фильтрации дискретного параметра ШПС, построенных на нелинейных ПСП, позволяющий уменьшить вероятность ложной тревоги в отсутствии искомого сигнала (глава 1).

3. Алгоритмы совместной оценки дискретного и непрерывных параметров (амплитуда, задержка) ШПС, построенных на нелинейных ПСП, позволяющие повысить помехоустойчивость ПУ в условиях флуктуаций непрерывных параметров принимаемого сигнала (глава 2).

4. Адаптивные алгоритмы совместной оценки дискретного и непрерывных параметров ШПС, построенных на нелинейных ПСП, позволяющие осуществлять прием в отсутствии априорных данных о степени корреляции непрерывных параметров (глава 3).

5. Анализ помехоустойчивости разработанных алгоритмов (глава 1-3).

Внедрение результатов работы. Практические результаты диссертационной работы были использованы при разработке модема связи для удаленного сбора информации с теплосчетчиков «Магика» и расходомеров «РСЦ» в рамках сотрудничества с ЗАО «ВТК-Энерго» (г. Киров). Часть научных и практических результатов работы внедрена в учебном процессе в методическом обеспечении проведения лекционных и практических занятий спецкурсов «Теория оптимального приема сигналов» и «Проектирование цифровых систем» студентов спец. «Бытовая радиоэлектронная аппаратура», «Защищенные системы связи» и «Системы связи и коммутации».

Программно-аппаратная реализация цифровой части разработанных ПУ выполнена с использованием сигнального процессора TMS320C6711.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на всероссийских НТК: «Наука-производство-технология-экология», Киров, ВятГУ (2005, 2006, 2008, 2011 гг.), «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем» (2009 г.) и НТК с международным участием «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж (2005, 2008, 2011 гг.).

Публикации. Результаты диссертационной работы изложены в 12 публикациях, из них – 5 статей, в том числе 2 - в журналах, рекомендованных ВАК («Успехи современной радиоэлектроники», «Вестник Ижевского государственного технического университета»), и 7 тезисов докладов.

Объем и структура диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы. Диссертация изложена на 147 страницах машинописного текста, содержит 54 рисунки и 4 таблицы, список использованных источников включает в себя 82 источника.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение содержит обоснование актуальности поставленных в диссертации задачи. Приведен краткий обзор существующих методов поиска и синхронизации

шумоподобных сигналов. Приведены сведения об апробации работы и кратко изложено основное содержание диссертации.

В первой главе разработаны алгоритмы нелинейной фильтрации ШПС, построенных на псевдослучайных последовательностях повышенной структурной скрытности. В качестве модели ПСП использована конечная цепь Маркова. На основе разработанных алгоритмов получены структуры устройств поиска и кодовой синхронизации ШПС. Проведены исследования помехоустойчивости устройств поиска и кодовой синхронизации ШПС. Рассмотрен упрощенный алгоритм нелинейной фильтрации ШПС, позволяющий сократить затраты на аппаратно-программную реализацию устройства.

Пусть на входе приемного устройства (ПУ) в каждом такте работы системы $k = 1, 2, \dots$ в интервале $T = t_{k+1} - t_k$ наблюдается аддитивная смесь сигнала и шума $x(t) = s \mu_k + n(t)$, где $s \mu_k$ – элементарный сигнал ШПС, дискретный параметр которого μ_k (манипулированная фаза, частота и т.д.) в соответствии с правилом кодирования рекуррентной ПСП принимает одно из двух возможных значений M_1 и M_2 ; $n(t)$ – белый гауссовский шум. Требуется разработать алгоритм фильтрации ШПС построенных на нелинейных рекуррентных ПСП и получить на его основе структуру устройства поиска и кодовой синхронизации ШПС.

Последовательность значений $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{k+1}$ дискретного параметра ШПС является сложной m -значной цепью Маркова, характеризующейся априорными вероятностями $p(M_1) = p(M_2)$ и матрицей вероятностей переходов $[\pi_{ij}]_{2 \times 2}$,

$$\pi_{ij} = \pi(\mu_{k+1} | \mu_k, \mu_{k-1}, \dots, \mu_{k-m}), \quad i, j = 1, 2 \quad (1)$$

Как видно из (1), текущее значение μ_k зависит лишь от предыдущей m -значной комбинации значений дискретного параметра ШПС. Тогда значение оценки дискретного параметра $\hat{\mu}_k$ принимаемого ШПС можно вычислить на основе принятой ранее m -значной комбинации $\check{\mu}_k, \dots, \check{\mu}_{k-m}$

$$\hat{\mu}_k = f(\check{\mu}_k, \dots, \check{\mu}_{k-m}), \quad (2)$$

где рекуррентная функция $f(\cdot)$ соответствует правилу формирования принимаемого ШПС. Для различия принимаемого ШПС и сигнала, генерируемого в ПУ (опорного), символы последнего будем обозначать символом «^». Последовательность переходов от оценок $\hat{\mu}_k = M_j \quad j = 1, 2$, сформированных в ПУ, к значениям $\mu_{k+1} = M_i \quad i = 1, 2$ искомого ШПС образуют вырожденную цепь Маркова с двумя значениями M_1 и M_2 , для которой выражение (1) можно переписать в виде:

$$\pi(\mu_{k+1} = M_i | \hat{\mu}_k = M_j) = \pi(M_i | M_j) = \|\pi_{ij}\| = \begin{vmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Используя теорию фильтрации условных марковских процессов, получим систему уравнений для апостериорной вероятности дискретного параметра ШПС

$$p_{j, k+1} = c \cdot \exp f_{k+1} M_j \sum_{i=1}^2 p_{i, k} \pi_{ij}; j=1,2. \quad (4)$$

где $f_{k+1} M_j = f \mu_{k+1} = M_j$ – функция правдоподобия дискретного параметра ШПС.

Разделив первое уравнение системы (4) на второе и прологарифмировав частное, получим уравнение фильтрации дискретного параметра ШПС

$$u_{k+1} = \left[f_{k+1} M_1 - f_{k+1} M_2 \right] + \hat{u}_k + z \hat{u}_k, \pi_{ij} \quad (5)$$

где $u_{k+1} = \ln p_{1, k+1} / p_{2, k+1}$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей значений дискретного параметра ШПС;

$$\hat{u}_k = \text{sign } \hat{\mu}_k |u_k| \quad (6)$$

- оценка \hat{u}_k , сформированная в ПУ на основе модуля $|u_k|$ и знака $\text{sign } \hat{\mu}_k$ в k -м такте, которая при отсутствии шума совпадает с u_{k+1} ;

$$z \hat{u}_k, \pi_{ij} = \ln \left(\frac{\pi_{11} + \pi_{21} \exp -\hat{u}_k}{\pi_{22} + \pi_{12} \exp \hat{u}_k} \right), i, j=1,2. \quad (7)$$

Критерием различия двоичного сигнала является критерий идеального наблюдателя, в соответствии с которым, решение о наличии в принятой реализации $x(t)$ сигнала с параметром M_1 или M_2 производится в приемном устройстве (ПУ) на основе сравнения логарифма отношения апостериорных вероятностей с порогом $H = 0$:

$$u_{k+1} \begin{matrix} M_1 \\ > \\ M_2 \end{matrix} H = 0. \quad (8)$$

В случае $\pi_{ij} = 1$ и $z \hat{u}_k, 1 = 0$, уравнение (5) принимает вид

$$u_{k+1} = \left[f_{k+1} M_1 - f_{k+1} M_2 \right] + \hat{u}_k, \quad (9)$$

т.е. ПУ работает как накопитель.

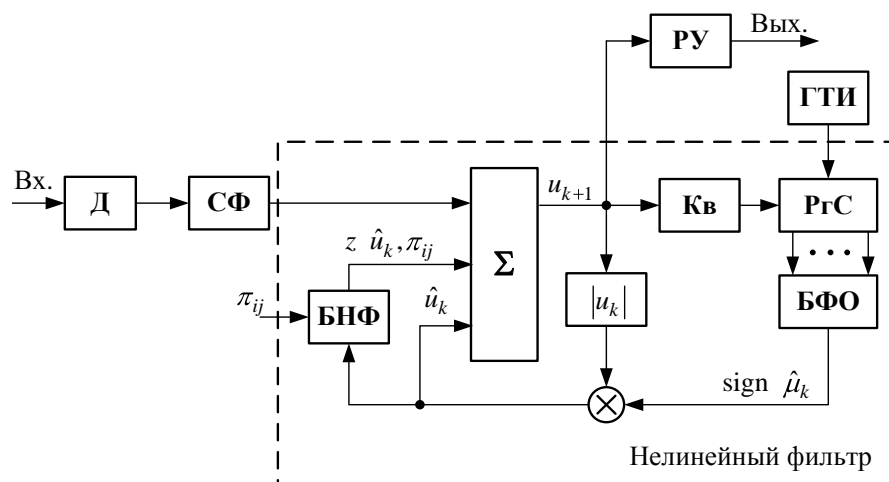


Рис.2. Структура ПУ нелинейной фильтрации дискретного параметра бинарных ШПС. Для кодовой синхронизации ШПС необходимо знать задержку

псевдослучайного кода принимаемого сигнала, для определения которой достаточно правильно оценить m последних значений дискретного параметра ШПС $\check{\mu}_k, \dots, \check{\mu}_{k-m}$. Поэтому в качестве количественной характеристики помехоустойчивости ПУ в диссертационной работе используется вероятность правильного (безошибочного) распознавания $p(m, \pi_{ii})$ m -значной комбинации $\check{\mu}_k, \dots, \check{\mu}_{k-m}$.

В диссертационной работе показано, что вероятность правильного распознавания кодовых комбинаций ШПС на начальном этапе приема сигнала можно повысить, изменив характер накопления искомого ШПС на нелинейный. Для этого воспользуемся уравнениями (5) с нелинейной функцией (7), в которой $\pi_{ii} < 1 \quad i = \overline{1, 2}$.

Структурная схема ПУ, реализующего алгоритм нелинейной фильтрации представлена на рис. 2. ПУ состоит из дискриминатора (Д), формирующего разности логарифмов функций правдоподобия, фильтра (СФ) согласованного с сигналом единичного импульса ПСП, квантователя по уровню (Кв), генератора тактовых импульсов (ГТИ), сумматора (Σ), регистра для хранения задержанного на такт значения $|u_k|$, регистра сдвига (РгС) m -значной комбинации символов, блока формирования оценки (БФО), решающего устройства (РУ), реализующего критерий (8) и блока нелинейной функции (БНФ) $z \hat{u}_k, \pi_{ij}$.

Единственным блоком, зависящим от типа рекуррентной ПСП искомого сигнала, является блок формирования оценки $\hat{\mu}_k$. Поэтому алгоритм (5) можно использовать для построения ПУ ШПС с произвольным законом формирования рекуррентной ПСП, в том числе - нелинейным. В работе исследовался прием сигналов, построенных на основе кодов Голда, последовательностей де Брейна, Кассами (большого и малого множеств).

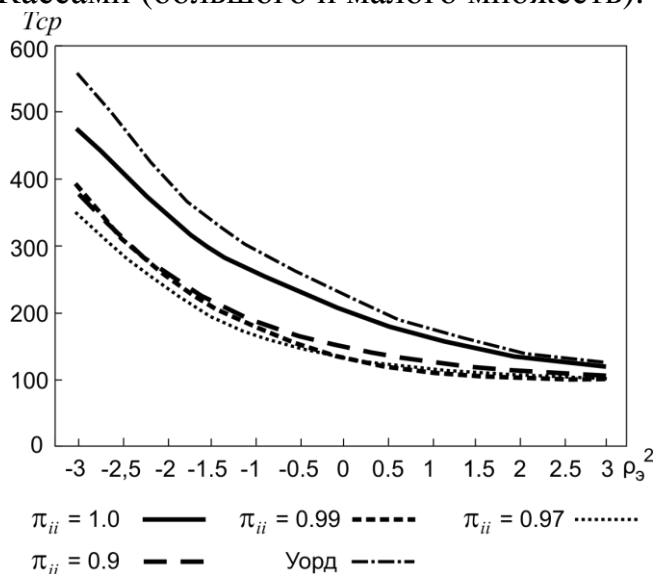


Рис.3. Зависимость времени кодовой синхронизации $T_{сп}$ ШПС от отношения сигнал/шум ρ_s^2 .

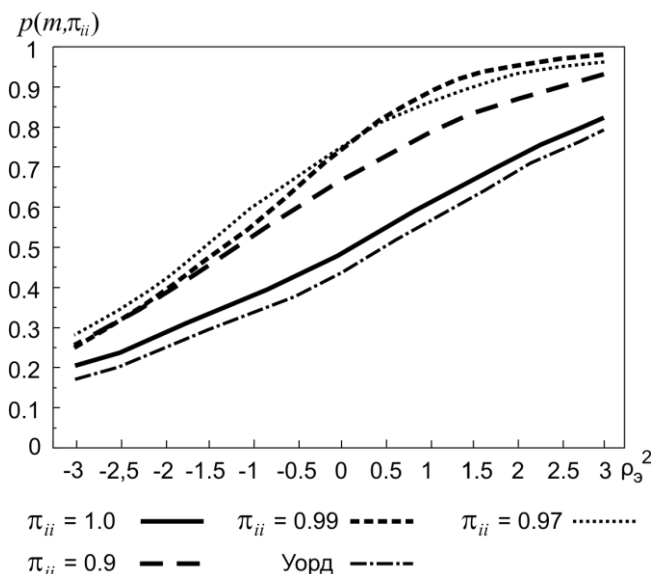


Рис.4. Зависимость вероятности $p(m, \pi_{ii})$ ШПС от отношения сигнал/шум ρ_s^2 .

Графики зависимости среднего времени кодовой синхронизации $T_{сп}$ ШПС

и вероятности правильного распознавания $p_{m, \pi_{ii}}$ ШПС от отношения сигнал/шум ρ_y^2 (дБ) представлены на рис. 3-4, соответственно. Графики получены для случая приема ШПС, построенного на ПСП де Брейна ($m = 5$). Анализ полученных результатов показывает, что применение алгоритмов нелинейной фильтрации дискретного параметра ШПС **сокращает время кодовой синхронизации ШПС до двух раз** по отношению к методу посимвольной оценки Уорда.

Так как нелинейный алгоритм, имеет более высокую сложность реализации по сравнению с алгоритмом (9) из-за наличия в уравнениях фильтрации нелинейной функции (7), то были проведены попытки упрощения реализации нелинейной функции, в результате чего был разработан **алгоритм с кусочно-линейной аппроксимацией функции $z_{\hat{u}_k, \pi_{ij}}$** .

Уравнение (7) содержит в своем составе функции вычисления экспоненты и логарифма, что усложняет его техническую реализацию. Из анализа семейства кривых функции $z_{\hat{u}_k, \pi_{ij}}$, приведенных на рис. 5, следует, что при большом отношении сигнал/шум и значениях π_{ij} $i \neq j$, не очень близких к нулю, т.е. когда выполняются условия

$$\pi_{ij} \exp -\hat{u}_k \ll 1 \text{ и } \pi_{ij} \exp \hat{u}_k \gg 1, \quad (10)$$

уравнение (7) можно упростить:

$$z_k \cong -u_k + \text{sign } \hat{u}_k \ln \pi_{ii} / \pi_{ij}, \quad i \neq j, \quad (11)$$

где $\text{sign} \cdot$ – знак аргумента.

Подставляя (11) в (5), получим приближенный алгоритм оценки параметра μ_k при условии большого отношения сигнал/шум

$$u_{k+1} = \left[f_{k+1} M_1 - f_{k+1} M_2 \right] + \text{sign } \hat{u}_k \ln \frac{\pi_{ii}}{\pi_{ij}} \geq H. \quad (12)$$

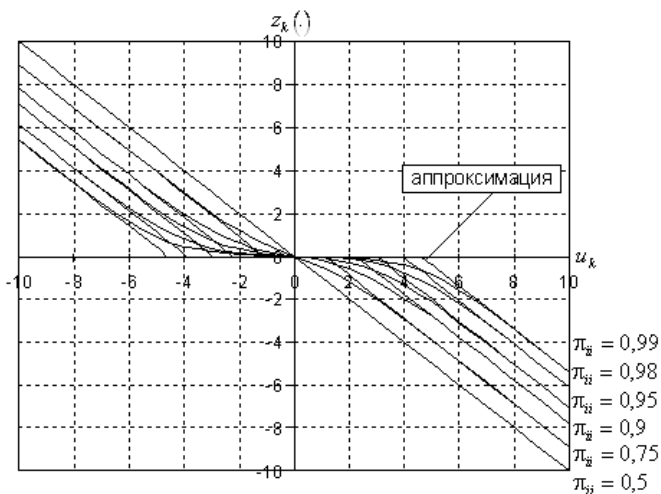


Рис.5. График функции z_k .

Анализ результатов моделирования показал, при $\rho_y^2 > -1$ дБ алгоритм с кусочно-линейной аппроксимацией функции $z_{\hat{u}_k, \pi_{ij}}$ проигрывает алгоритму с нелинейной фильтрацией по времени кодовой синхронизации и вероятности правильного распознавания **не более чем на 2-6%** при уменьшении технических затрат на аппаратно-программную реализацию ПУ.

На рис. 6 представлены графики времени поиска ШПС при различных

отношениях сигнал/шум ρ_y^2 . Графики получены для различных значений вероятности ложных тревог α для последовательности де Брейна ($m=5$) при $\pi_{ii} = 1$.

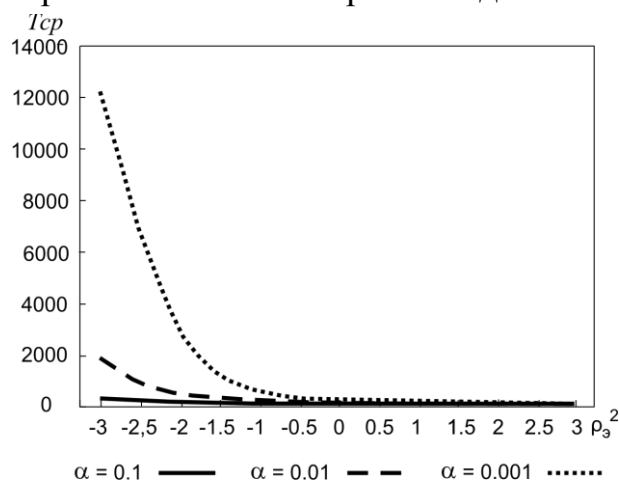


Рис.6. Зависимость времени поиска

$T_{\text{сп}}$ ШПС от отношения сигнал/шум ρ_y^2 .

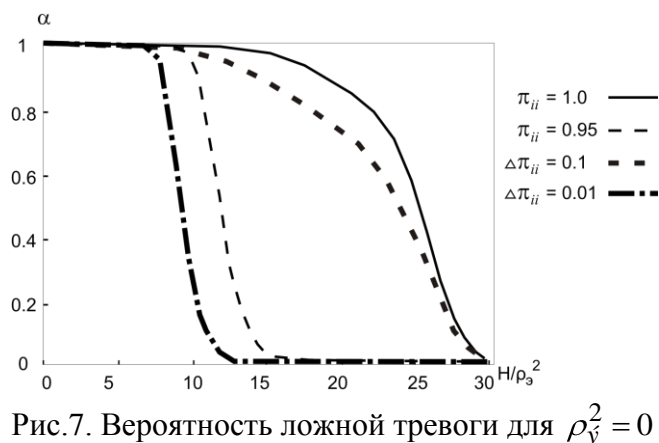


Рис.7. Вероятность ложной тревоги для $\rho_y^2 = 0$

Нелинейный алгоритм быстрого поиска ШПС за счет накопления шума при отсутствии искомого ШПС имеет относительно большую вероятность ложной тревоги. Для ее уменьшения разработан адаптивный алгоритм фильтрации ШПС, в котором при отсутствии искомого ШПС накопление шума практически не происходит.

Суть адаптивного алгоритма заключается в изменении матрицы переходных вероятностей (1) с заданным шагом адаптации $\Delta\pi_{ii}$ на основании сравнения оценки дискретного параметра $\hat{\mu}_k$, с его отфильтрованным значением μ_{k+1} на следующем ($k+1$) такте:

$$\hat{\pi}_{ii(k+1)} = \begin{cases} \hat{\pi}_{ii(k)} + \Delta\pi_{ii}, & \mu_{k+1} = \hat{\mu}_k, \\ \hat{\pi}_{ii(k)} - \Delta\pi_{ii}, & \mu_{k+1} \neq \hat{\mu}_k, \end{cases} \quad (13)$$

Вероятность ложной тревоги для адаптивного и неадаптивного алгоритмов фильтрации можно оценить по результатам, приведенным на рис.7. Тонкими линиями обозначен прием с использованием неадаптивных алгоритмов, толстыми линиями – прием с использованием адаптивного алгоритма для различных шагов адаптации. Видно, что адаптивный алгоритм имеет существенно меньшую вероятность ложной тревоги по сравнению с алгоритмом нелинейной фильтрации.

Во второй главе решена задача совместной оценки дискретного и непрерывных параметров ШПС, в предположении гауссовской марковской аппроксимации распределений мгновенных значений непрерывных параметров. На основе полученных алгоритмов, разработаны устройства поиска и кодовой синхронизации ШПС, в которых за счет перекрестных связей между каналами измерения непрерывных и дискретного параметров осуществляется весовая обработка, обеспечивающая высокую достоверность приема сигналов.

Пусть на входе ПУ действует аддитивная смесь полезного ФМ сигнала

$s \mu_k, a, \tau, t$ и помехи $n t$:

$$x t = s \mu_k, a, \tau, t + n t , \quad (14)$$

где μ_k - информационный параметр, принимающий в каждом такте работы системы одно из двух возможных состояний M_1 и M_2 ; a, τ - параметры сигнала, постоянные на интервале наблюдения $t \in T$, где $T = t_{k+1} - t_k$ период тактовой работы системы передачи информации; $n t$ - белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 .

Параметр μ_k представляет собой дискретный марковский процесс – простую однородную цепь Маркова с двумя равновероятными состояниями M_1 и M_2 , заданным вектором значений p_i и матрицей вероятностей переходов из одного состояния в другое:

$$\begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix}, \Pi = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{bmatrix} \quad (15), (16)$$

Параметры a (амплитуда сигнала) и τ (задержка сигнала) – гауссовские марковские процессы:

$$\dot{a} + \beta_a a = y_1(t), \quad (17)$$

$$\dot{\tau} + \beta_\tau \tau = y_2(t), \quad (18)$$

где β_a – ширина спектра флуктуаций амплитуды, β_τ – ширина спектра флуктуаций задержки, $y_i(t)$ – "белый" шум с мощностью на единицу полосы $G_i, i=1,2$.

Уравнение фильтрации дискретного параметра ШПС при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров сигнала получено в виде

$$u_{k+1} = 2f_1 + \frac{1}{2} \frac{f_i'^2}{f_i''} + \hat{u}_k + z \hat{u}_k, \pi_{ij}, \quad i=1,2. \quad (19)$$

где f_i , - логарифм функции правдоподобия; параметры \hat{u}_k и $z \hat{u}_k, \pi_{ij}$ определяются выражениями (6) и (7), соответственно;

$$f_i' = \frac{\partial}{\partial \tau} f M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k, \quad f_i'' = \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} f M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k .$$

Уравнение для апостериорной оценки задержки τ_{k+1} и ее дисперсии \mathcal{G}_{k+1}^2 получено в виде

$$\tau_{k+1} = \hat{\tau}_k + \mathcal{G}_{k+1}^2 \left(B_1 \frac{f_1'}{f_1''} + B_2 \frac{f_2'}{f_2''} \right), \quad (20)$$

где $B_1 = 1 + \exp -u_{k+1}^{-1}$; $B_2 = 1 + \exp u_{k+1}^{-1}$; \mathcal{G}_{k+1}^2 - апостериорная дисперсия задержки.

Уравнение для оценки амплитуды сигнала:

$$A_{k+1} = \hat{A}_k + \chi_{k+1} \left[B_1 r_{1 k+1} - \hat{A}_k - B_2 r_{2 k+1} - \hat{A}_k \right], \quad (21)$$

где $\hat{A}_k = \nu + \hat{V}_k$ - экстраполированная оценка амплитуды сигнала $k+1$ -м такте; ν - среднее значение амплитуды сигнала; $\hat{V}_k = k_a V_k$ - экстраполированная оценка флуктуации амплитуды; $r_{i k+1} = r_{i k+1} M_i, a, \tau$ - сигнальная функция логарифма функции правдоподобия, χ_{k+1} - апостериорная дисперсия амплитуды сигнала, $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2$.

Структура ПУ, реализующего алгоритм совместной оценки дискретного параметра сигнала, амплитуды и задержки, построенного на основе уравнений (19) - (21) представлена на рис.8.

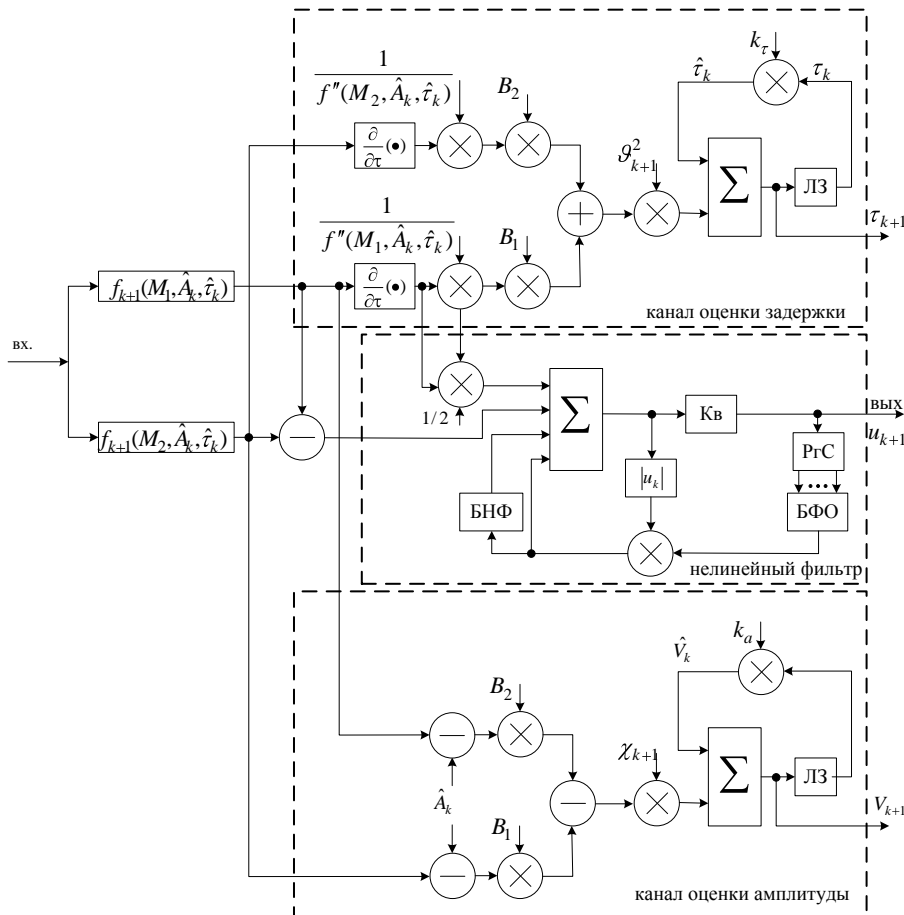


Рис. 8. Структура ПУ для фильтрации ШПС с флуктуирующими амплитудой и задержкой.

При медленных флуктуациях непрерывных параметров сигнала уравнения оценки непрерывных параметров ШПС и, соответственно, структуру ПУ можно упростить. Так как, при $\exp u_{k+1} \gg 1$, что наблюдается при приеме сильно коррелированных ПСП, весовые коэффициенты B_1 и B_2 могут изменяться от значений, близких к единице, до значений, близких к нулю.

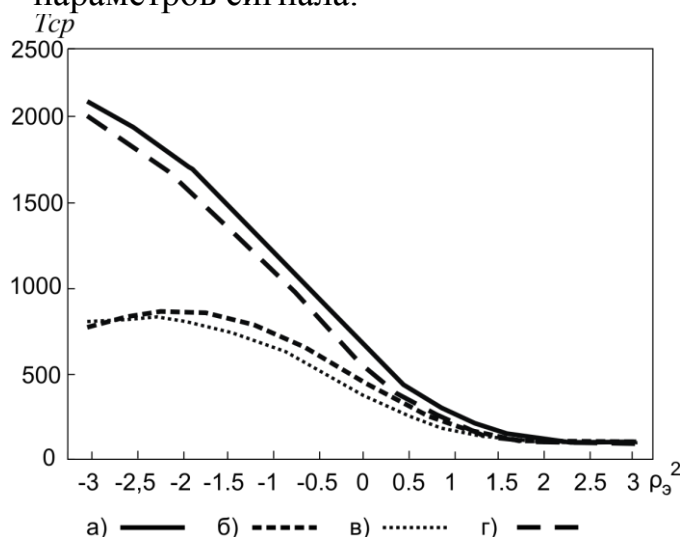
Тогда уравнения для оценки задержки (20) и амплитуды (21) можно представить приближенными выражениями

$$\tau_{k+1} = \hat{\tau}_k + g_{k+1}^2 \text{sign } u_{k+1} f_1', \quad (22)$$

$$A_{k+1} = \hat{A}_k + \chi_{k+1} \left[\text{sign}(u_{k+1}) \hat{r}_{i k+1} - \hat{A}_k \right], \quad i = \overline{1, 2}. \quad (23)$$

График зависимости среднего времени кодовой синхронизации $T_{\tilde{n}\delta}$ ШПС от отношения сигнал/шум ρ_y^2 (дБ) для различных алгоритмов приема ШПС представлен на рис. 9. График получен в условиях приема ШПС построенного на основе последовательности де Брейна ($m=5$). Время одной попытки кодовой синхронизации равно 100 тактов. При отсутствии синхронизации попытка повторяется.

Анализ показывает существенное сокращение времени кодовой синхронизации ШПС построенных на ПСП, обусловленное совместной оценкой флуктуаций амплитуды и задержки сигнала. Нелинейный алгоритм совместной оценки параметров ШПС позволяет скомпенсировать снижение помехоустойчивости приема ШПС, вызванное флуктуациями непрерывных параметров сигнала.



- а) – нелинейный алгоритм оценки дискретного параметра ШПС;
- б) – нелинейный алгоритм совместной оценки дискретного параметра и флуктуации задержки ШПС;
- в) – нелинейный алгоритм совместной оценки параметров ШПС;
- г) – нелинейный алгоритм совместной оценки дискретного параметра и флуктуации амплитуды ШПС.

Рис. 9. Зависимость времени кодовой синхронизации $T_{\tilde{n}\delta}$ ШПС от отношения сигнал/шум ρ_y^2 .

В третьей главе решается задача адаптивной совместной фильтрации дискретного и непрерывных параметров ШПС, построенных на ПСП. На основе полученных адаптивных алгоритмов разработаны ПУ, проведены исследования помехоустойчивости полученных ПУ.

Полученные во второй главе алгоритмы совместной фильтрации дискретного параметра при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров ШПС, предполагают знание статистических характеристик фильтруемых сигналов, таких как коэффициент корреляции непрерывных параметров ШПС. В реальных системах передачи информации сведения о степени корреляции параметров сигнала могут быть неизвестными, либо изменяться с течением времени. В этих условиях целесообразно осуществлять прием устройствами, работающими на основе адаптивных алгоритмов.

Разработан адаптивный алгоритм фильтрации дискретного параметра сигнала, аппроксимируемого простой однородной цепью Маркова на q -м шаге адаптации:

$$u_{k+1} = 2f_1 + \frac{1}{2} \left[\frac{\varepsilon_{\tau k} f_1'^2}{1 - \varepsilon_{\tau k} f_1''} - \frac{\varepsilon_{\tau k} f_2'^2}{1 - \varepsilon_{\tau k} f_2''} \right] + \hat{u}_k + z^q \hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij}, \quad (24)$$

где $z^q \hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij} = \ln \left(\frac{\hat{\pi}_{11}^q + \hat{\pi}_{21}^q \exp -\hat{u}_k}{\hat{\pi}_{22}^q + \hat{\pi}_{12}^q \exp \hat{u}_k} \right), i, j = 1, 2,$ (25)

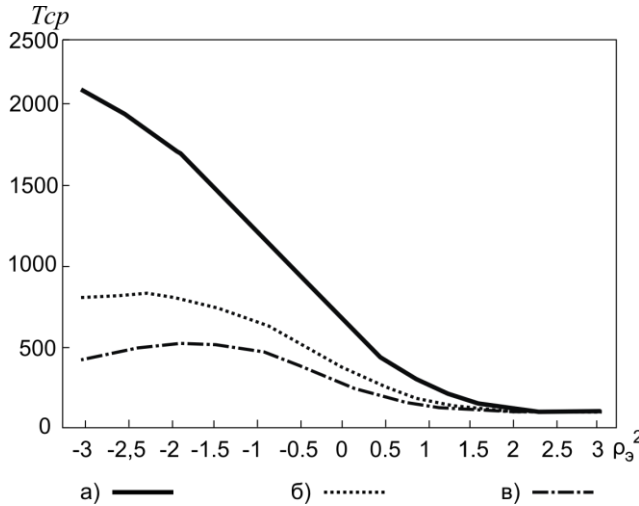
$$\hat{\pi}_{ii(k+1)}^{(q)} = \begin{cases} \hat{\pi}_{ii(k)}^{(q)} + \Delta\pi_{ii}, & \mu_{k+1} = \hat{\mu}_k, \\ \hat{\pi}_{ii(k)}^{(q)} - \Delta\pi_{ii}, & \mu_{k+1} \neq \hat{\mu}_k, \end{cases} \quad (26)$$

$$\hat{\pi}_{ij(k+1)}^{(q)} = 1 - \hat{\pi}_{ii(k+1)}^{(q)}, \quad i \neq j, \quad (27)$$

$\Delta\pi_{ii}$ - заданный шаг адаптации, μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$ - дискретный параметр ШПС и его оценка, соответственно.

Для получения адаптивного алгоритма оценки задержки радиоимпульсов запишем уравнение скорости изменения разности оценок задержек

$$\Delta\tau_{k+1} = \hat{\tau}_{k+1} - \hat{\tau}_k, \quad (28)$$



- а) – нелинейный алгоритм оценки дискретного параметра ШПС;
- б) – нелинейный алгоритм совместной оценки параметров ШПС;
- в) – адаптивный алгоритм совместной оценки параметров ШПС.

Рис. 10. Зависимость времени кодовой синхронизации $T_{\tilde{n}\tilde{\delta}}$ ШПС от отношения сигнал/шум ρ_y^2 .

На основе аппроксимации бинарной последовательности знаков приращений (28) однородной стационарной цепью Маркова находится средняя длина цуга $\hat{\eta}_\tau^r$ на r -м шаге адаптации и на ее основе вычисляется оценка вероятностей перехода значений задержки $\hat{\pi}_{ii}^{(r)}$ $i = \overline{1, 2}$ и оценка коэффициента корреляции полученной бинарной цепи:

$$\hat{k}_{kv}^r = 2\hat{\pi}_{ii}^r - 1. \quad (29)$$

Тогда оценку коэффициента корреляции задержки τ можно вычислить по формуле

$$\hat{k}_\tau^r = \sin \left(\frac{\pi}{2} \hat{k}_{kv}^r \right). \quad (30)$$

Параметр $\hat{\beta}_a$ вычисляется аналогичным образом.

На рис. 10 представлен график зависимости времени кодовой синхронизации $T_{\tilde{n}\tilde{\delta}}$ от отношения сигнал/шум ρ_y^2 для различных алгоритмов.

На основе полученных уравнений фильтрации непрерывных параметров (22)-(23) разработан **упрощенный адаптивный алгоритм** совместной фильтрации дискретного и непрерывных параметров ШПС, существенно упрощающий аппаратную реализацию при ухудшении точности в оценке коэффициентов корреляции не более чем на 7%.

В четвертой главе приведен обзор существующих технических возможностей для реализации разработанных устройств на цифровых сигнальных процессорах и ПЛИС. Рассмотрена программная реализация разработанных устройств на цифровом сигнальном процессоре с плавающей точкой TMS320C6711. Проведен расчет технической сложности аппаратной реализации разработанных алгоритмов на ПЛИС различных семейств фирм Altera и Xilinx.

Основные выводы и результаты

Диссертационная работа решает задачу быстрого поиска и синхронизации ШПС, построенных на нелинейных псевдослучайных последовательностях, в условиях флуктуаций непрерывных параметров ШПС.

1. Разработан алгоритм нелинейной фильтрации и на его основе получена структура ПУ для кодовой синхронизации ШПС, обеспечивающий сокращение времени кодовой синхронизации ШПС на основе кодов Голда в 1,62 раза по сравнению с методом последовательной оценки Уорда при $\rho_y^2 = -3$ дБ.

2. Разработан алгоритм с кусочно-линейной аппроксимацией нелинейной функции, входящей в алгоритм фильтрации ШПС, позволяющий значительно уменьшить вычислительные затраты при возрастании времени кодовой синхронизации ШПС менее 6% при $\rho_y^2 > -1$ дБ.

3. Разработан адаптивный алгоритм нелинейной фильтрации и на его основе получена структура ПУ, обеспечивающего снижение вероятности ложной тревоги на порядок по сравнению с оптимальным ПУ за счет нелинейного накопления сигнала.

4. Разработан алгоритм и структура ПУ для кодовой синхронизации ШПС в условиях гауссовских флуктуаций амплитуды и задержки радиоимпульсов ШПС, обеспечивающий за счет совместной оценки параметров ШПС дополнительный выигрыш по времени кодовой синхронизации до 3,1 раз по сравнению с методом посимвольной оценки Уорда при $\rho_y^2 = -3$ дБ.

5. Разработан адаптивный алгоритм совместной фильтрации параметров ШПС позволяющий сократить время кодовой синхронизации при $\rho_y^2 = -3$ дБ в 4,5 раза по сравнению со случаем приема ШПС при отсутствии оценок непрерывных параметров сигнала.

ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ ОПУБЛИКОВАНЫ СЛЕДУЮЩИЕ РАБОТЫ:

1. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В., Частиков А.В. Синтез алгоритмов кодовой синхронизации шумоподобных сигналов, построенных на рекуррентных псевдослучайных

последовательностях с произвольным законом формирования / Радиолокация, навигация, связь // Сб. докладов XI МНТК. -- Воронеж: 2005. -- в 3 т., т.1 -- С. 185-190.

2. Прозоров Д.Е. Смирнов А.В. Быстрая синхронизация шумоподобных сигналов построенных на рекуррентных псевдослучайных последовательностях высокой структурной сложности / Наука-производство-технология-экология // Сб. материалов всероссийской НТК. -- Киров: 2005. -- в 6 т., т.1. -- С.103-104.

3. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Методы быстрой кодовой синхронизации шумоподобных сигналов на основе нелинейных рекуррентных псевдослучайных последовательностей / Проблемы обработки информации: Вестник ВНЦ Верхне-Волжского отделения АТН РФ // Сб.трудов. -- Киров: 2004. - Вып. №1(5). -- с.43-49.

4. Прозоров Д.Е., Смирнов А. Исследование алгоритма совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки шумоподобных сигналов в устройствах быстрого поиска // Сб. материалов всероссийской НТК «Наука-производство-технология-экология». -- Киров: 2006. -- в 6 т., т.1. -- С. 224-225.

5. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Совместная фильтрация дискретного параметра, амплитуды и задержки шумоподобных сигналов в устройствах быстрого поиска при гауссовых флуктуациях непрерывных параметров // Вестник ВНЦ Верхне-Волжского отделения АТН РФ. Серия: Проблемы обработки информации. Вып.1(6). Киров, 2005. -- С. 71-77.

6. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Алгоритм адаптивной совместной фильтрации параметров шумоподобных сигналов // Сб. материалов всероссийской НТК «Наука-производство-технология-экология». – Киров, 2008. – В 7 т., т.2. – С.215-217.

7. Петров Е.П., Прозоров Д.Е., Петров И.Е., Смирнов А.В. Быстрый поиск шумоподобных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. - М.: Радиотехника, 2008. - №8. - С.47-80.

8. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Кодовая синхронизация шумоподобных сигналов при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров // Вестник Ижевского государственного технического университета. - Ижевск: Издательство ИжГТУ, 2008. - №4. - С.121-124.

9. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Адаптивный алгоритм быстрого поиска шумоподобных сигналов при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров // Сб. трудов шестой ВНТК «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем». - Ульяновск: УлГТУ, 2009. - С.27-29.

10. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Адаптивный прием шумоподобных сигналов при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров // межвузовский сборник научных трудов "Радиоэлектронная техника". - Ульяновск: УлГТУ, 2009. - С. 97-104.

11. Смирнов А.В., Прозоров Д.Е. Быстрая синхронизация шумоподобных сигналов, построенных на рекуррентных псевдослучайных последовательностях высокой структурной сложности // Киров: Вятский научный сборник. - 2008. - С.127-134.

12. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Анализ времени кодовой синхронизации шумоподобных сигналов устройствами быстрого поиска // Общество, наука, инновации (НТК-2011): ежегод. открыт. всерос. научн.-технич. конф., 18-29 апр. 2011.-1. электрон. опт. диск (CD-ROM). (Факультет прикладной математики и телекоммуникаций. Секция «Методы и средства передачи и обработки сигналов». Статья №3).