

УДК 621.396

АЛГОРИТМ НЕЛИНЕЙНОЙ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А. А. Логинов, О. А. Морозов, С. Л. Хмелев

*Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского»,
603600, г. Нижний Новгород, просп. Гагарина, 23
E-mail: loginov@nifti.unn.ru*

Рассматривается алгоритм нелинейной квазиоптимальной цифровой обработки сигналов с различными видами модуляции, основанный на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона. Алгоритм позволяет избежать компенсации неизвестного частотного сдвига в задаче определения взаимной временной задержки сигналов при многоканальном распространении. Эффективность предложенного метода показана на сигналах с фазовой и частотной манипуляцией, представляющих собой короткие информационные последовательности.

Ключевые слова: частотная модуляция, фазовая модуляция, функция неопределённости, минимальная дисперсия.

Введение. В настоящее время цифровая фильтрация является обязательным элементом большинства систем обработки радиосигналов. Традиционные алгоритмы обработки сигналов с цифровой модуляцией основаны на применении той или иной реализации методов согласованной фильтрации [1]. Вместе с тем существуют различные нелинейные подходы, позволяющие повысить частотную избирательность фильтрующей системы, оставив неизменной длину отклика фильтра. Такие подходы дают возможность преодолеть характерные для линейных систем ограничения, обеспечивая эффективность обработки сигналов с высокими скоростями передачи данных.

Целью представленной работы является создание унифицированной схемы обработки сигналов с различными видами угловой модуляции (фазоманипулированной (ФМ2, ФМ4) и частотно-манипулированной (ЧМн)) на основе общего нелинейного алгоритма фильтрации [2, 3].

Предлагаемый алгоритм может быть применён в задаче определения взаимной временной задержки, которая возникает при обработке сигналов, распространяющихся по нескольким каналам, и формулируется следующим образом: для сигналов $x_1(t)$, $x_2(t)$, один из которых полагается задержанной и искажённой копией другого, необходимо определить величину задержки τ . Классическое решение данной задачи основано на методах оптимального обнаружения и сводится к вычислению взаимной корреляционной функции обрабатываемых сигналов. Подход, применяемый в случае возникновения неизвестного частотного сдвига одного из обрабатываемых сигналов, например, вследствие воздействия эффекта Доплера, заключается в отыскании максимума функции неопределённости [4]:

$$A(\tau, f) = \int_0^T x_1(t)x_2^*(t + \tau) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (1)$$

Вычислительная сложность методов построения функции неопределённости приводит к необходимости разработки альтернативных алгоритмов оценки временной задержки,

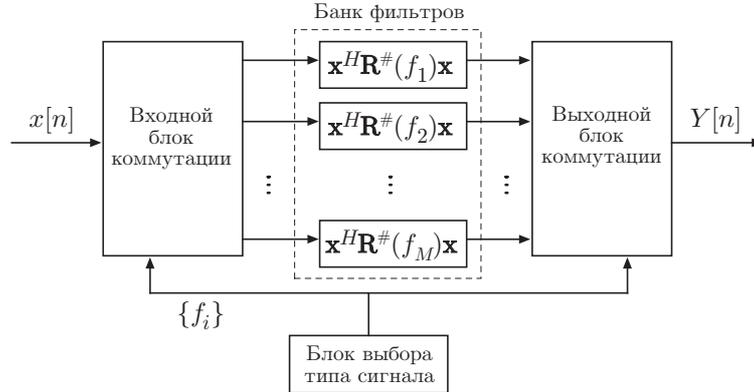


Рис. 1. Принципиальная схема обработки сигналов с цифровой модуляцией

способных работать в режиме реального времени в условиях неизвестного сдвига частот [2, 3, 5]. Предлагается схема обработки входного сигнала $x[n]$ с помощью системы из нескольких нелинейных фильтров, настроенных на частоты $\{f_i\}$ и формирующих комплексный выходной сигнал $Y[n]$ (рис. 1), который неявно содержит информацию о битовой последовательности, что позволяет использовать его для последующей корреляционной обработки в задаче определения взаимной временной задержки.

Модификация подхода Кейпона. Алгоритм фильтрации основан на модификации подхода Кейпона, заключающегося в минимизации дисперсии

$$\sigma[n] = \langle y^2[n] \rangle = \langle \mathbf{c}^H \mathbf{x}[n] \mathbf{x}^H[n] \mathbf{c} \rangle = \mathbf{c}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{c} \quad (2)$$

на выходе некоторого линейного фильтра с коэффициентами \mathbf{c} при условии единичного коэффициента пропускания на заданной частоте f_0 , где $y[n]$ — выходной сигнал; $\mathbf{x}[n]$ — вектор входных отсчётов; \mathbf{R}_{xx} — автокорреляционная матрица входного сигнала. Математически данная задача представляет собой задачу условной оптимизации

$$\begin{cases} \mathbf{c}^H \mathbf{e}(f_0) = 1, \\ \mathbf{c}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{c} \rightarrow \min, \end{cases} \quad (3)$$

где $\mathbf{e}(f)$ — вектор с компонентами $e_k = \exp(2\pi i f k)$. Здесь и далее предполагается, что все частоты выражены в относительных величинах, т. е. $f \equiv f/d$ (d — частота дискретизации). Система (3) методом неопределённых множителей Лагранжа сводится к задаче безусловной оптимизации [6], аналитическое решение которой имеет вид

$$\mathbf{c} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{e}(f_0)}. \quad (4)$$

Линейный фильтр минимальной дисперсии (МД) (4) осуществляет фильтрацию всех частот, кроме f_0 , в смысле подавления средней мощности сигнала. На основе (4) может быть построен нелинейный (квадратичный) фильтр [2], выход которого $y[n]$ для входного гармонического сигнала $\mathbf{x}[n]$ частоты f_0 может быть записан в виде

$$y[n] = \frac{\mathbf{x}^H[n] \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{x}[n]}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{e}(f_0)} \exp(-2\pi i f_0 n), \quad (5)$$

где экспоненциальный множитель отвечает за учёт начальной фазы, как правило, недоступной на практике. Отказ от его вычисления приводит к появлению зависимости величины отклика фильтра от мгновенной фазы обрабатываемого сигнала. Возможные пути преодоления данного эффекта приведены в [2, 7]. В предлагаемой работе основное внимание уделено обработке сигналов с низким отношением сигнал/шум (меньше +6 дБ), что является более существенным фактором, влияющим на работу алгоритма. Знаменатель выражения (5) является нормировочным множителем и при анализе работы схемы может быть опущен. Более того, использование систем автоматического регулирования уровня сигнала позволяет отказаться от его вычисления.

Следует отметить, что в выражении (5), как и в случае классического МД-фильтра, предполагается, что автокорреляционная матрица (АКМ) не вырождена, а порядок фильтра определяется количеством спектральных компонент сигнала. Увеличение порядка фильтра приводит к вырождению АКМ и невозможности применения выражения (5). В данной ситуации используется традиционный подход, основанный на вычислении псевдообратной матрицы Мура — Пенроуза [6], что даёт оптимальное в смысле минимума квадратичной нормы (энергетического функционала) решение. Таким образом, выход квадратичного фильтра может быть записан в следующем виде:

$$y[n] = \mathbf{x}^H[n] \mathbf{R}_{xx}^\#(f_0) \mathbf{x}[n], \quad (6)$$

где $\mathbf{R}_{xx}^\#$ — матрица, псевдообратная по отношению к АКМ гармонического сигнала частоты f_0 . Для нелинейного фильтра вида (6) может быть построена зависимость, характеризующая величину его отклика при наличии на входе сигнала соответствующей частоты:

$$H_R(f) = \mathbf{e}^H(f) \mathbf{R}_{xx}^\#(f_0) \mathbf{e}(f). \quad (7)$$

На рис. 2 представлена величина $20 \lg(H_R(f))$ в сравнении с амплитудно-частотной характеристикой линейного МД-фильтра (4) того же порядка. Анализ этих характеристик позволяет сделать вывод, что использование квадратичного фильтра приводит к повышению частотной избирательности системы и снижению уровня боковых лепестков относительно линейного фильтра при сохранении длины отклика.

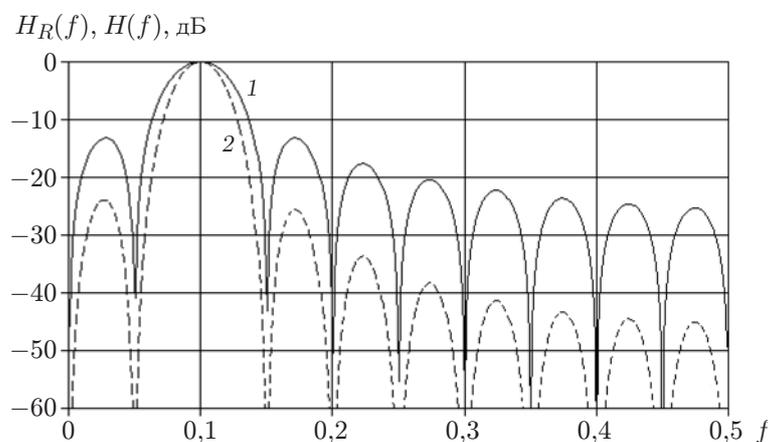


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика линейного МД-фильтра (кривая 1) и частотный отклик квадратичного фильтра (кривая 2)

Квазиоптимальная обработка цифровых радиосигналов. В общем виде задача предварительной обработки сигналов заключается в переходе от исходного представления к представлению, удобному для последующего анализа. Для сигналов с цифровой модуляцией (ФМ и ЧМн) данное преобразование проводится с целью выделения информационной составляющей. Обработанный таким образом сигнал может быть применён как в задаче оценки взаимной временной задержки при многоканальном распространении, так и для решения других задач, например обнаружения и цифровой демодуляции сигналов.

Для бинарных ЧМн-сигналов предварительную обработку можно провести на основе общей квазиоптимальной схемы, основанной на использовании двух полосовых фильтров, настроенных на соответствующие частоты f_1, f_2 [8]. По аналогии со схемами частотных детекторов выходной сигнал фильтрующей системы можно сформировать в виде разности выходных сигналов двух фильтров:

$$Y_{\text{ЧМн}}[n] = y_1[n] - y_2[n], \tag{8}$$

где $y_i[n]$ — выход фильтра, настроенного на i -ю частоту.

При этом использование предложенных квадратичных фильтров (6) в качестве полосовых даёт возможность уменьшить взаимное влияние каналов, что, в свою очередь, приводит к повышению помехоустойчивости схемы и позволяет осуществлять предварительную обработку сигналов с малым индексом модуляции. Характерный вид выходного сигнала (8) для ЧМн-сигнала при отношении сигнал/шум +20 дБ представлен на рис. 3, *a*. Смена частоты входного сигнала (f_1 на f_2) приводит к изменению знака выходного сигнала (8).

Для предварительной обработки ФМ2-сигналов может быть применена узкополосная фильтрующая система, настроенная на несущую частоту f_0 [2, 7]. Выходной сигнал, полученный с использованием фильтра (6) при соотношении сигнал/шум +20 дБ, показан

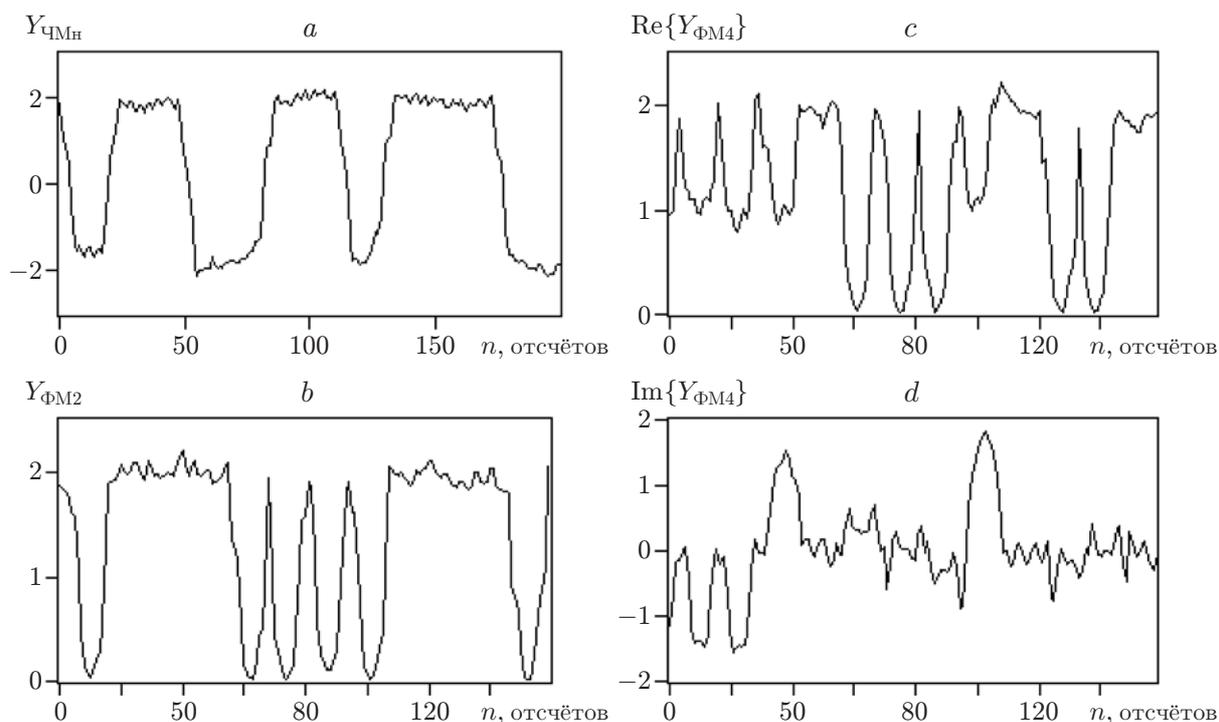


Рис. 3. Выходной сигнал системы обработки при соотношении сигнал/шум +20 дБ: для ЧМн-сигнала (*a*), ФМ2-сигнала (*b*) и ФМ4-сигнала (*c, d*)

на рис. 3, *b*. Участкам чистой синусоиды соответствует приблизительно постоянный уровень выходного сигнала, участки с фазовой манипуляцией согласуются с характерным откликом. При этом может быть показано [3], что данный подход соответствует квазиоптимальной фильтрации ФМ2-сигнала. Спектры участков сигналов (несущая частота $f_0 = 0,25$, длительность 20 отсчетов), содержащих фазовые манипуляции, приведены на рис. 4. Модуль спектра участка чисто гармонического сигнала имеет максимум на частоте f_0 , в то же время спектр участка сигнала с манипуляцией на π радиан при частоте f_0 равен нулю. Таким образом, выход фильтрующей системы, настроенной на частоту f_0 , является максимальным при обработке немодулированной синусоиды и минимальным при обработке участка сигнала с фазовой манипуляцией на π радиан.

Анализ модуля спектра участка сигнала с манипуляцией на $\pm\pi/2$ радиан (см. рис. 4) показывает, что отклик фильтра, настроенного на несущую частоту f_0 , не только не будет максимально возможным, но и не позволит определить направление манипуляции $\pm\pi/2$, а также будет существенно зависеть от наличия незначительных частотных сдвигов. Для решения этой проблемы в [3] предлагается использовать дополнительные квадратичные фильтры, настроенные на характерные частоты f_0^\pm . Тот факт, что положение характерных частот определяется на основе критерия максимизации величины отклика на соответствующие манипуляции, свидетельствует о квазиоптимальности подобного подхода. Положение частот f_0^\pm зависит от длины участка обрабатываемого сигнала и используемой фильтрующей системы [3].

Выходной сигнал фильтрующей системы для ФМ4-сигналов формируется следующим образом:

$$Y_{\text{ФМ4}}[n] = y[n] + i(y^+[n] - y^-[n]), \quad (9)$$

где $y[n]$, $y^+[n]$ и $y^-[n]$ вычисляются по формуле (6) для частот f_0 , f_0^+ и f_0^- соответственно. В результате обработки ФМ4-сигнала предложенным методом формируется комплексный выходной сигнал, действительная и мнимая части которого содержат информацию о манипуляциях фазы на π радиан и $\pm\pi/2$ радиан соответственно. Характерный вид реальной и мнимой частей комбинированного сигнала (9) для соотношения сигнал/шум +20 дБ показан на рис. 3, *c, d*.

Таким образом, квадратичный фильтр (6) может служить основой для построения общей схемы предварительной обработки сигналов с различными видами модуляции (см. рис. 1). Тип сигнала в этом случае определяет число и порядок коммутации входов и выходов нелинейных фильтров, настроенных на соответствующие частоты, а выходной сигнал $Y[n]$ формируется на основе простых арифметических операций. Построение фильтров может быть проведено один раз при проектировании устройства либо реализовано на основе

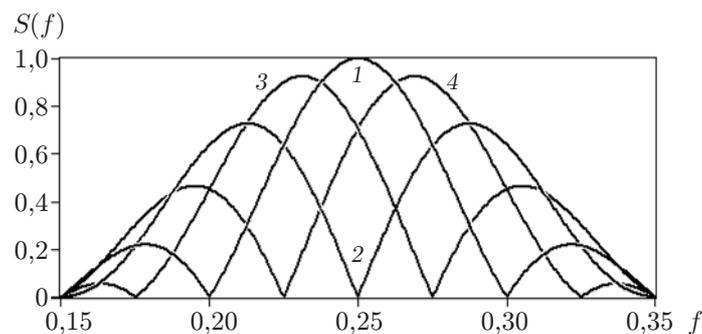


Рис. 4. Модуль спектра участков сигналов, содержащих фазовую манипуляцию на 0 радиан (кривая 1), π радиан (2), $-\pi/2$ радиан (3), $\pi/2$ радиан (4)

вычислительно-эффективных алгоритмов построения псевдообратной матрицы. Выходной сигнал предложенной схемы имеет характерный вид (см. рис. 3) и может быть использован для решения различных задач определения параметров сигнала. Данный подход позволяет избежать введения дополнительных схем автоподстройки частоты, так как может применяться в условиях наличия неизвестного частотного сдвига. Этот факт даёт возможность упростить реализацию алгоритма обработки коротких (порядка сотни символов) сигналов с цифровой модуляцией.

Результаты моделирования. Эффективность предложенной системы обработки показана на примере решения задачи определения взаимной временной задержки ФМ2-, ФМ4- и ЧМн-сигналов при многоканальном распространении в присутствии эффекта Доплера. Алгоритм заключается в предварительной обработке исследуемых сигналов с последующим вычислением взаимной корреляции. Использование рассмотренной схемы фильтрации позволяет получить сигнал, аналогичный в некотором смысле модулирующей последовательности. Взаимная корреляционная функция обработанных таким образом сигналов будет иметь хорошо выраженный максимум на искомой величине задержки. Решение о наличии в исследуемом канале задержанной копии эталонного сигнала в момент времени t принимается на основе порогового метода. Выбор порога осуществлён в соответствии с критерием Неймана — Пирсона [1] по вероятности ложной тревоги 10^{-5} . Для сравнения проведено моделирование решения задачи определения взаимной временной задержки сигналов, основанного на вычислении функции неопределённости (1).

Применительно к решаемой задаче влияние эффекта Доплера проявляется в изменении несущей частоты f_0 и длины символьных сегментов цифрового сигнала. При этом может быть произведена автоматическая коррекция длины символьных элементов в рамках одного из существующих подходов [9], но при обработке коротких выборок (порядка сотни символов для рассматриваемых в работе сигналов) данная операция не является необходимой.

Процесс компьютерного моделирования заключался в построении моделей ФМ2-, ФМ4- и ЧМн-сигналов с различными частотами заполнения, наложении белого шума в полной спектральной полосе и реализации алгоритма определения временной задержки.

Модели ФМ2- и ФМ4-сигналов характеризовались следующими параметрами: центральные частоты эталонного и исследуемого сигналов 25 и 26 кГц соответственно, скорость передачи данных 19200 бит/с, частота дискретизации 250 кГц, отношение сигнал/шум в эталонном канале +15 дБ, длина эталонного сигнала 60 бит, длина исследуе-

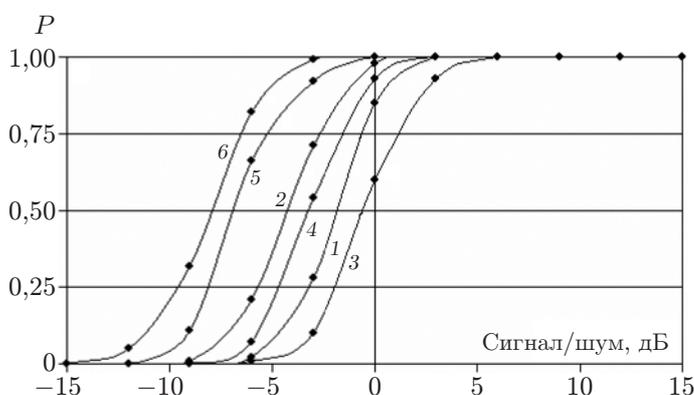


Рис. 5. Результаты моделирования для ФМ2-сигналов (кривые 1, 2), ФМ4-сигналов (3, 4) и ЧМн-сигналов (5, 6) с использованием предлагаемой схемы фильтрации (кривые 1, 3, 5) и подхода на основе функции неопределённости (2, 4, 6)

мого сигнала 140 бит, величина задержки 20 бит. Отношение сигнал/шум в исследуемом канале менялось в пределах от -15 дБ до $+15$ дБ. Модель ЧМн-сигнала отличалась скоростью передачи данных, равной 16000 бит/с; девиация частот составила 8 кГц.

Результаты моделирования приведены на рис. 5 в виде зависимостей вероятности правильного определения временной задержки P от отношения сигнал/шум в исследуемом сигнале. Задержка считалась верно найденной при ошибке меньше 0,05 мс.

Заключение. В данной работе описан общий квазиоптимальный метод предварительной обработки сигналов с цифровой модуляцией на основе использования обобщённых нелинейных фильтров минимальной дисперсии. В рамках предложенного метода разработаны схемы нелинейной фильтрации ФМ2-, ФМ4- и ЧМн-сигналов, имеющие общую структуру и различающиеся числом используемых фильтров и схемой коммутации входного и выходного сигналов. Применение нелинейных фильтров вместо линейных приводит к повышению помехоустойчивости алгоритма предварительной обработки при сохранении длины отклика фильтра. Исследование предложенного метода проведено в рамках решения задачи определения взаимной временной задержки сигналов при многоканальном распространении в условиях эффекта Доплера. Метод определения временной задержки сигналов, основанный на использовании представленного алгоритма предварительной обработки, проигрывает в помехоустойчивости традиционной схеме на основе вычисления функции неопределённости, но существенно выигрывает с точки зрения вычислительной эффективности. Отличительной особенностью этого метода является возможность эффективной аппаратной реализации на базе цифровой программируемой логической интегральной схемы или сигнального процессора для работы в реальном масштабе времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М.: Сов. радио, 1969. 448 с.
2. Логинов А. А., Морозов О. А., Солдатов Е. А., Фидельман В. Р. Алгоритм нелинейной цифровой фильтрации гармонического заполнения фазоманипулированных сигналов // Изв. вузов. Сер. Радиофизика. 2006. 49, № 8. С. 704–711.
3. Логинов А. А., Морозов О. А., Хмелев С. Л. Алгоритм цифровой предварительной обработки сигналов с квадратурной фазовой модуляцией в задаче определения взаимной временной задержки // Изв. вузов. Сер. Радиофизика. 2009. 52, № 5–6. С. 503–510.
4. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
5. Морозов О. А., Солдатов Е. А., Фидельман В. Р. Определение временной задержки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации // Автометрия. 1995. № 2. С. 108–113.
6. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 551 с.
7. Логинов А. А., Морозов О. А., Солдатов Е. А., Хмелев С. Л. Комбинированная цифровая фильтрация гармонического заполнения фазоманипулированных сигналов в задаче определения временной задержки // Изв. вузов. Сер. Радиофизика. 2007. 50, № 3. С. 255–264.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
9. Радзиевский В. Г., Сирота А. А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М.: Радиотехника, 2004. 432 с.

Поступила в редакцию 30 июля 2010 г.