

УДК 621.396

ЭФФЕКТИВНЫЙ АЛГОРИТМ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ И ЧАСТОТНОГО СДВИГА ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Д. С. Марычев *, О. А. Морозов, С. Ю. Лунов

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Рассмотрена модификация метода определения взаимных временных задержек сигналов на основе совместного измерения временного и частотного сдвигов. Модификация позволяет повысить степень выраженности корреляционного максимума для сигналов с частотной модуляцией. Приведены результаты исследования предложенного алгоритма при обработке сигналов с фазовой и частотной модуляцией в условиях априорной неопределённости относительно несущей частоты сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

В радиолокации, навигации и системах связи различного назначения широкое распространение получили сигналы с различными видами фазовой и частотной модуляции. Использование цифровых фазоманипулированных и частотно-манипулированных сигналов позволяет получить высокую помехоустойчивость при малой ширине занимаемой спектральной полосы [1, 2]. В условиях априорной неопределённости параметров (в частности, несущей частоты и временной задержки распространения сигналов в спутниковых системах связи) традиционные алгоритмы обработки сигналов требуют применения различных схем автоподстройки частоты и слежения за задержкой, в том числе для определения начальных оценок этих параметров.

Другой важной задачей, где применяются алгоритмы оценки временных задержек между искажёнными копиями излучённого сигнала, распространяющимися по разным каналам, является определение местоположения источника излучения. Регистрация взаимных временных задержек пространственно-распределённой системой синхронизированных во времени приёмников позволяет определять местоположение источника сигнала разностно-дальномерным методом. Наличие в таких системах космического сегмента (спутниковых ретрансляторов сигналов) приводит к необходимости применять алгоритмы компенсации искажений (масштабирования) спектра сигналов, вызванных эффектом Доплера.

Задача определения взаимной временной задержки сигналов может быть сформулирована следующим образом. Необходимо определить временную задержку Δt для принимаемых независимыми синхронизированными во времени приёмниками сигналов

$$s_0(t) = x(t, \Delta f_0) + \xi(t), \quad s_1(t) = \tilde{x}[(1 - V/c)t - \Delta t, \Delta f_1] + \eta(t). \quad (1)$$

Здесь сигнал $\tilde{x}(t - \Delta t, \Delta f)$ представляет собой задержанную во времени искажённую копию сигнала $x(t)$, который либо известен априорно, либо регистрируется в одном из каналов с минимальными искажениями, $\xi(t)$ и $\eta(t)$ — некоррелированные с сигналом аддитивные шумы, соответствующие разным каналам распространения. В работе в качестве $s_0(t)$ и $s_1(t)$ рассматриваются узкополосные сигналы систем связи с временным разделением доступа (ширина спектральной полосы порядка 10 кГц) с фазовой (ФМ) и частотной (ЧМн) цифровой модуляцией.

* marychev_dmitrii@mail.ru

К характерным особенностям задач определения взаимной временной задержки сигналов с использованием космического сегмента можно отнести широкий диапазон неопределённости временных задержек (около 100 мс), высокая радиальная скорость ($V/c \approx 2 \cdot 10^{-5}$) ретрансляторов сигнала и низкое отношение сигнал/шум (ниже 0 дБ).

Традиционные алгоритмы определения временной задержки основаны на методах оптимального обнаружения, которое в условиях некоррелированного гауссова шума сводится к вычислению взаимной корреляционной функции принимаемых сигналов, глобальный максимум которой соответствует искомой задержке. Однако произвольное изменение несущей частоты одного из сигналов, в том числе вызванное эффектом Доплера, в рамках традиционного подхода без компенсации неизвестного частотного сдвига приводит к тому, что эффективность корреляционных методов значительно снижается. В подобных задачах, связанных с оценкой взаимных частотно-временных характеристик сигналов, широко применяются методы обработки сигналов, основанные на вычислении и анализе функции неопределённости [1–5], а также на корреляционной обработке результатов адаптивной цифровой фильтрации гармонического заполнения сигналов [6, 7]. Вследствие близости масштабного множителя в соотношениях (1) к единице ($1 - V/c \approx 1$) при обработке узкополосных сигналов обычно можно пренебречь эффектами масштабирования спектра и выполнять компенсацию только неизвестного частотного сдвига $\Delta f = \Delta f_1 - \Delta f_0$ анализируемых сигналов.

Предлагаемый алгоритм совместного определения временной задержки и частотного сдвига связан с вычислением взаимной функции неопределённости [4]

$$Q(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_0(t) s_1^*(t + \tau) \exp(-j 2\pi f t) dt, \quad (2)$$

где индекс «*» означает комплексное сопряжение. Функция (2) расширяет понятие корреляции сигналов в частотную область и позволяет совместно оценивать временную задержку распространения сигналов и смещение спектра.

Срезы взаимной функции неопределённости по времени при нулевом частотном сдвиге и по частоте при нулевой задержке распространения сигналов представляют собой функции корреляции сигналов $s_0(t)$ и $s_1(t)$ во временной и частотной областях соответственно.

Свойства взаимной функции неопределённости позволяют определить взаимную временную задержку Δt узкополосных сигналов (1) при наличии эффекта Доплера как параметр τ , при котором функция Q принимает максимальное значение:

$$(\Delta t, \Delta f): |Q(\Delta t, \Delta f)|^2 = \max_{\tau, f} |Q(\tau, f)|^2. \quad (3)$$

При вычислении (3) основное внимание уделяется достоверности определения временной задержки, а одновременно определяемое смещение частоты Δf часто является вспомогательным или не учитывается. Следует отметить, что в (3) анализируется распределение модуля (квадрата модуля), поэтому может быть использовано любое из определений взаимной функции неопределённости, приводимых в литературе [1–4].

В случае обработки коротких реализаций сигналов повысить эффективность определения временной задержки можно применением нелинейного спектрального оценивания в алгоритмах совместного измерения временного и частотного сдвигов сигналов [8]. В работе предлагается алгоритм определения временной задержки, основанный на модификации метода вычисления функции неопределённости [4]. В этой модификации в качестве одного из этапов используется построение сечения псевдопреобразования Вигнера [9] при фиксированном времени. Это преобразование как элемент нелинейного спектрального оценивания повышает эффективность определе-

ния временных задержек сигналов с частотной цифровой модуляцией систем связи с временным разделением доступа.

1. АЛГОРИТМ СОВМЕСТНОЙ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОГО И ЧАСТОТНОГО СДВИГОВ

Будем считать, что сигналы представлены массивами отсчётов комплексных огибающих $s_0[n]$ и $s_1[n]$, оцифрованных с частотой дискретизации f_s и общим числом отсчётов, равным N_0 и N_1 соответственно. При определении взаимной временной задержки выбор частоты дискретизации сигналов в (3) определяет также минимальный шаг перебора по задержке. С другой стороны, не имеет особого смысла выбирать шаг перебора по задержкам существенно меньше границы Крамера—Рао для среднеквадратичной ошибки определения временной задержки, которую можно оценить исходя из эффективной спектральной полосы сигнала и отношения сигнал/шум (ОСШ) [2]. Отношение сигнал/шум при этом принято брать с учётом ожидаемого выигрыша от корреляционной обработки [2, 4]. Характерные параметры рассматриваемых в работе сигналов спутниковых систем связи с временным разделением доступа следующие: эффективная спектральная полоса $W \approx 20$ кГц (для сигналов с близким к прямоугольному в полосе Δf распределением спектра полоса $W \approx 1,8 \Delta f$), длительность опорного сигнала $T \approx 50$ мс, эффективное входное отношение сигнал/шум γ при существенно разных уровнях шума в приёмных каналах можно оценить величиной на 3 дБ выше наименьшего отношения сигнал/шум [4] (при -10 дБ в исследуемом сигнале $\gamma \approx 0,2$). При таких параметрах среднеквадратичное отклонение временной задержки [4] можно оценить как $\sigma_\tau = 1/(W \sqrt{\gamma BT}) \approx 4$ мкс, где B — спектральная полоса шума на входе приёмника, принимаемая в работе равной полосе сигнала.

Абсолютная величина доплеровского смещения $\Delta f \approx V f_0/c$ определяется несущей частотой сигналов f_0 . Для волн метрового/дециметрового диапазона доплеровское смещение частоты можно оценить в несколько килогерц, в сантиметровом диапазоне смещение частоты может достигать сотен килогерц. С одной стороны, в таком диапазоне крайне редко используются узкополосные сигналы, с другой стороны, в спутниковых системах эффект Доплера обычно компенсируется за счёт прогноза положения спутников на орбите. Таким образом, некомпенсируемый эффект Доплера может быть оценён величиной в несколько килогерц, и для частотного сдвига спектра сигналов выполняется условие $\Delta f \ll f_s$.

Представим выражение для функции неопределённости (2) в дискретном виде

$$Q(n, m) = \sum_{k=0}^{N_0-1} s_0[k] s_1^*[k+n] \exp\left(-j \frac{2\pi nm}{N_0}\right), \quad (4)$$

где при цифровой обработке сигналов полагают $f_s = 1$. При выбранных параметрах анализируемых сигналов длительность опорного сигнала N_0 составит более 10^4 отсчётов, диапазон неопределённости по задержке (длина исследуемого сигнала N_1) — до 10^5 отсчётов. Непосредственное применение алгоритма (4) для вычисления взаимной функции неопределённости, часто называемое в литературе методом грубой силы (brute-force calculation [4]), требует больших объёмов памяти и не позволяет проводить вычисления в масштабе времени, близком к реальному, даже с учётом возможного применения алгоритмов быстрого преобразования Фурье.

Область применения метода непосредственного вычисления взаимной функции неопределённости (4) ограничена задачами анализа свойств сигнально-кодовых последовательностей и определения частотно-временных параметров сигналов при узких диапазонах неопределённости. Для задач, требующих вычисления временной задержки (или смещения частоты) при широком диа-

пазоне неопределённости в реальном масштабе времени, разработано несколько методов [4]. Наибольшее распространение получил алгоритм совместной оценки временного и частотного сдвигов сигналов с сегментацией результата перемножения опорного и исследуемого сигналов и последующей их децимацией на каждом шаге перебора по задержкам. Именно этот метод принят за основу в данной работе. При выполнении условия $\Delta f \ll f_s$ в [4] проведён анализ свойств и вычислительной эффективности данного подхода в двух режимах (грубом и точном).

Для реализаций оцифрованных сигналов $s_0[n]$ и $s_1[n]$ алгоритм совместной оценки временной задержки и относительного частотного сдвига спектров сигналов можно представить в следующем виде.

Выражение (4) может быть интерпретировано как дискретное преобразование Фурье над последовательностью $r_n[k] = s_0[k]s_1^*[k+n]$. Разделим последовательности $s_0[n]$ и $s_1[n]$ на неперекрывающиеся блоки с длиной $d \leq f_s/[2(f_m + \Delta f)]$, где f_m — граничная частота в спектре сигналов. Число блоков, укладываемых в последовательности $s_0[n]$, будет равно $L = N_0/d$. С учётом этого обстоятельства выражение (4) примет вид

$$Q(n, m) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{d-1} r_n[ld+k] \exp\left[-j \frac{2\pi(ld+k)m}{N_0}\right] = \sum_{l=0}^{L-1} \exp\left(-j \frac{2\pi ldm}{N_0}\right) \sum_{k=0}^{d-1} r_n[ld+k] \exp\left(-j \frac{2\pi km}{N_0}\right). \quad (5)$$

Далее аналогично [4] заменим в (5) взвешенное суммирование на низкочастотную фильтрацию с децимацией¹ последовательности r_n . Можно показать [10], что последовательность вида

$$\tilde{r}_n[l] = \sum_{k=0}^{d-1} r_n[ld+k] h[k] \quad (6)$$

полностью эквивалентна результату децимации с шагом d выходного сигнала низкочастотного фильтра с конечной импульсной характеристикой $h[k] = 1, k = 0, \dots, d-1$ (прямоугольное временное окно), входным сигналом которого является последовательность отсчётов r_n . Окончательно выражение (5) с учётом соотношения (6) принимает следующий вид:

$$Q(n, m) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{r}_n[l] \exp\left(-j \frac{2\pi ldm}{N_0}\right), \quad (7)$$

где n и m — индексы отсчётов по времени и частоте соответственно.

Следует отметить, что указанная замена (6) несколько исказит функцию неопределённости. Это искажение связано с влиянием передаточной характеристики фильтра $h[k]$ (прямоугольное временное окно) на сечение функции неопределённости (4) вдоль оси частот и наложением спектральных копий частотного отклика фильтра после децимации. Однако степень искажения будет мала при выполнении условия $\Delta f \ll f_s$ и соответствующем выборе параметра d , что с хорошей точностью выполняется при используемых в работе параметрах сигналов. Соответственно, чем лучше выполняется соотношение $\Delta f \ll f_s$, тем меньше искажений в анализируемой области (диапазоне изменения доплеровского сдвига частоты). Подобная замена в выражении (6) для случая малого смещения частоты сигнала по сравнению с частотой дискретизации обоснована в ряде работ по эффективным алгоритмам вычисления функции неопределённости, в частности в [4].

¹ Децимация — это уменьшение частоты дискретизации дискретного во времени сигнала путём удаления его отсчётов. В данной статье удаление отсчётов реализовано как замена каждых последующих d отсчётов сигнала на их взвешенную сумму в пределах данного диапазона (6).

Полученное выражение (7) можно интерпретировать следующим образом: каждому временному сдвигу n ставится в соответствие функция $\tilde{r}_n(l)$ нового дискретного времени l , применение к функции $\tilde{r}_n(l)$ соответствующего дискретного преобразования Фурье при шаге дискретизации N_0/d даёт оценку доплеровского сдвига частоты. Проведением соответствующей децимации существенно уменьшается размер выполняемого на каждом шаге перебора по задержке преобразования Фурье. Вычислительная эффективность данного подхода (7) может быть ещё существенно повышена за счёт алгоритмов параллельной обработки данных блоками на большом числе параллельно работающих вычислительных узлов, например графическом процессоре (GPU) [11] и специализированных библиотек быстрого преобразования Фурье.

Для повышения эффективности (доверительной вероятности) определения временных задержек сигналов с частотной цифровой модуляцией алгоритм вычисления (7) может быть модифицирован следующим образом:

$$Q'_n(m) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{r}_n^*[l] \tilde{r}_n[L-l-1] \exp\left(-j \frac{2\pi l d m}{N_0}\right). \quad (8)$$

В окрестности временной задержки $\tau \approx -\Delta t$ сигналов $s_0(t)$ и $s_1(t)$ функция $r(t) = s_0(t)s_1^*(t + \Delta t)$ будет иметь комплексную огибающую, осциллирующую с частотой Δf [4]. Оценить амплитуду (и частоту) колебаний можно, выполнив децимацию последовательности дискретных отсчётов $r(t)$ по формуле (6) и применив к результату преобразование Фурье. Выражение (8) интерпретируется в работе как применение элементов нелинейного спектрального оценивания к комплексной огибающей $r(t)$ (элементом является построение сечения псевдопреобразования Вигнера для сигнала, представленного отсчётами последовательности \tilde{r}_n , на каждом шаге перебора по задержкам при реализации алгоритма определения временного сдвига сигналов). В окрестности значений $\tau \approx -\Delta t$ проводится адекватная оценка энергии комплексной огибающей (вообще говоря, на частоте $2\Delta f$ [3]), в то время как вне этой окрестности должно наблюдаться размытие энергии в частотной области. Это размытие расширяется для частотно-модулированных сигналов вследствие дополнительной интермодуляции спектральных компонент [9, 12], что уменьшает амплитуды побочных максимумов вдоль временной оси.

Далее на каждом шаге n перебора по задержкам проводится анализ модуля соответствующего сечения $Q'_n(m)$ (8): выбор и сохранение элемента с максимальным значением. Последовательность отсчётов массива максимумов используется для формирования критерия достоверности, а индекс элемента с максимальным значением определяет искомую временную задержку сигналов.

Алгоритмы оценки взаимной временной задержки, вычисляющие выражения (7) и (8), допускают применение быстрого преобразования Фурье для проведения расчётов, при этом их вычислительная эффективность примерно одинакова.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Целью моделирования являлось исследование эффективности применения модифицированного алгоритма (8) определения временной задержки сигналов при обработке фазоманипулированных и частотно-манипулированных сигналов.

Комплексная огибающая фазоманипулированных сигналов записывается как

$$s_0[n] = A \exp[j(\varphi_0 + \pi K[n])], \quad s_1[n] = A \exp[j(\varphi_1 + \pi K[n + \tau])], \quad (9)$$

комплексные огибающие частотно-манипулированных сигналов

$$s_0[n] = A \exp\left\{j 2\pi \left[(-1)^{K[n]} \frac{\Omega}{2F\Omega}\right] \frac{n}{f_s} + \varphi_0\right\},$$

Д. С. Марычев, О. А. Морозов, С. Ю. Лунов

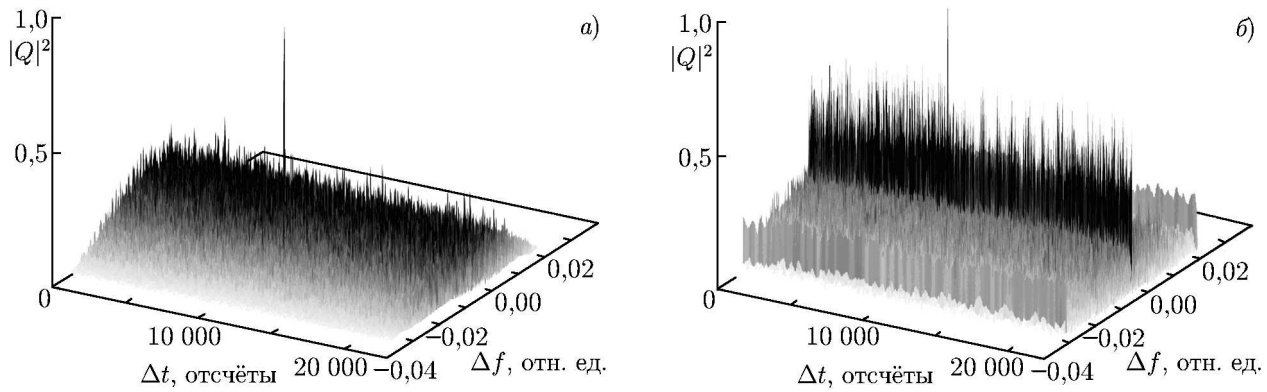


Рис. 1. Частотно-временные распределения $|Q(\tau, f)|^2$ для фазоманипулированного (а) и частотно-манипулированного (б) сигналов при отношении сигнал/шум 0 дБ

$$s_1[n] = A \exp \left\{ j 2\pi \left[(-1)^{K[n+\tau]} \frac{\Omega}{2F_\Omega} \right] \frac{n}{f_s} + \varphi_1 \right\}. \tag{10}$$

Здесь Ω — девиация частоты, φ_1 и φ_0 — случайные начальные фазы, $K[n] \in \{0, 1\}$ — псевдослучайная информационная последовательность со скоростью модуляции F_Ω .

Сигналы (9), (10) приводились к заданной спектральной полосе умножением на прямоугольное окно со сглаженными краями. Влияние эффекта Доплера моделировалось умножением полученных комплексных огибающих сигналов на величину $\exp(j 2\pi n \Delta f / f_s)$ без учёта масштабирования спектра.

При моделировании частота дискретизации f_s полагалась равной 192 кГц, скорость модуляции — 4800 бит/с, ширина спектральной полосы — 6 кГц. Индекс модуляции частотно-манипулированного сигнала полагался равным единице ($\Omega / F_\Omega = 1$). Выборки сигналов $s_0[n]$ и $s_1[n]$ содержали 20 000 и 60 000 отсчётов соответственно. Временная задержка τ в реализациях сигналов задавалась кратной интервалу дискретизации случайным образом в диапазоне от 10^3 до $4 \cdot 10^4$ отсчётов. На сигналы накладывался аддитивный белый гауссов шум в спектральной полосе сигнала.

При вычислении выражений (7) и (8) шаг децимации полагался равным $d = 9$, использовался алгоритм быстрого преобразования Фурье с размером массива 2048 отсчётов.

На рис. 1 представлены нормированные на максимальное значение распределения $|Q(\tau, f)|^2$ при отношении сигнал/шум, равном 0 дБ, рассчитанные на основе выражения (7), для фазоманипулированного (рис. 1а) и частотно-манипулированного (рис. 1б) узкополосных сигналов, параметры которых приведены выше. Ось времени (задержек) представлена в отсчётах, диапазон изменения задержек соответствует длительности 500 информационных символов, ось частот представлена в долях частоты дискретизации исходных сигналов. Положение максимума распределения $|Q(\tau, f)|^2$ соответствует заданным значениям временной задержки и частотного смещения сигналов. Характерный вид распределения для частотно-манипулированного сигнала (большое число побочных максимумов вдоль временной оси, высота которых сравнима с высотой главного максимума) существенно понижает критерий достоверности и, соответственно, доверительную вероятность правильного определения временной задержки при отношении сигнал/шум ниже 0 дБ.

Эффективность алгоритма определения взаимной временной задержки сигналов на основе выражения (8) исследовалась путём формирования и анализа последовательностей отсчётов массива максимумов сечения $Q'_n(m)$ при различных отношениях сигнал/шум. Для количественной оценки эффективности (достоверности) определения взаимной временной задержки введён кри-

терий

$$S = \max_{\tau} |Q(\tau, f_{\max})| \left/ \left| \frac{1}{\tau_{\max} - \tau_{\min}} \int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} Q(\tau, f_{\max}) d\tau \right| \right. \quad (11)$$

Здесь f_{\max} — частотный сдвиг, на котором наблюдается максимальное значение в сечении $|Q(\tau, f)|$ при данной временной задержке Δt ; τ_{\max} и τ_{\min} — граничные значения взаимной временной задержки сигналов.

Критерий (11) представляет собой отношение максимального значения к среднему уровню выборки $Q(f, \tau)$ на частотах, соответствующих максимальному по модулю значению распределений (7) и (8). Его величина характеризует степень выраженности корреляционного пика и, соответственно, степень доверия результату определения временной задержки.

При моделировании отношение сигнал/шум в сигналах одновременно изменялось в пределах от +20 до -10 дБ включительно, проводилось усреднение по 1000 реализациям.

На рис. 2 представлены графики зависимости критерия S от отношения сигнал/шум для фазоманипулированных сигналов при определении временной задержки на основе выражений (7) и (8) (линии 1 и 2 соответственно). Смещение частоты одного из сигналов составляло 5000 Гц. Анализ графиков показывает, что для фазоманипулированных сигналов в пределах погрешности моделирования нет существенной разницы между результатами применения различных алгоритмов определения временной задержки.

На рис. 3 представлены графики зависимости критерия S от отношения сигнал/шум для частотно-манипулированных сигналов при определении временной задержки на основе выражения (7), а также модифицированным алгоритмом (8) для различных относительных сдвигов частоты Δf . Сплошные чёрные линии соответствуют сдвигу частот, равному 500 Гц, сплошные серые линии соответствуют 1000 Гц, штриховые — 5000 Гц.

Анализ графиков, соответствующих фазоманипулированным и частотно-манипулированным сигналам, показывает, что критерий эффективности S определения взаимной временной задержки для фазоманипулированного сигнала выше в широком диапазоне значений отношения сигнал/шум. Предложенная модификация (8) алгоритма вычисления позволяет повысить достоверность оценки взаимной временной задержки при сравнимой вычислительной эффективности алгоритмов для частотно-манипулированных сигналов при отношении сигнал/шум выше -3 дБ. Отметим, что для рассматриваемых узкополосных сигналов при выполнении условия $\Delta f \ll f_s$ отличие в поведении критерия S при изменении смещения частоты в пределах от 500 Гц до 5 кГц (обусловленная влиянием процедуры низкочастотной фильтрации с децимацией при вычислениях на основе выражения (8)) в диапазоне отношения сигнал/шум -3÷+10 дБ незначительна, поскольку находится в пределах погрешности.

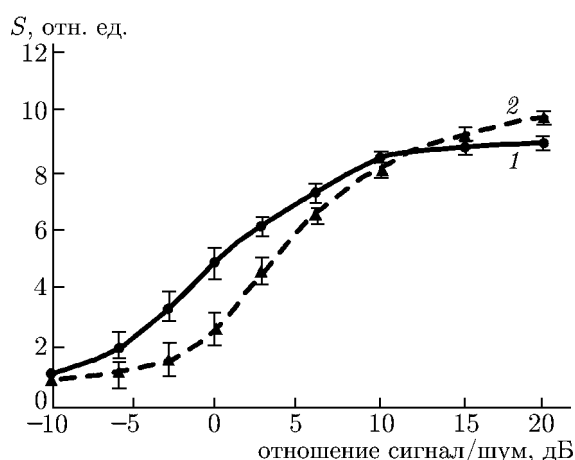


Рис. 2. Зависимость критерия достоверности при вычислении временной задержки алгоритмом (7) (линия 1) и модифицированным алгоритмом (8) (линия 2) от отношения сигнал/шум для фазоманипулированных сигналов

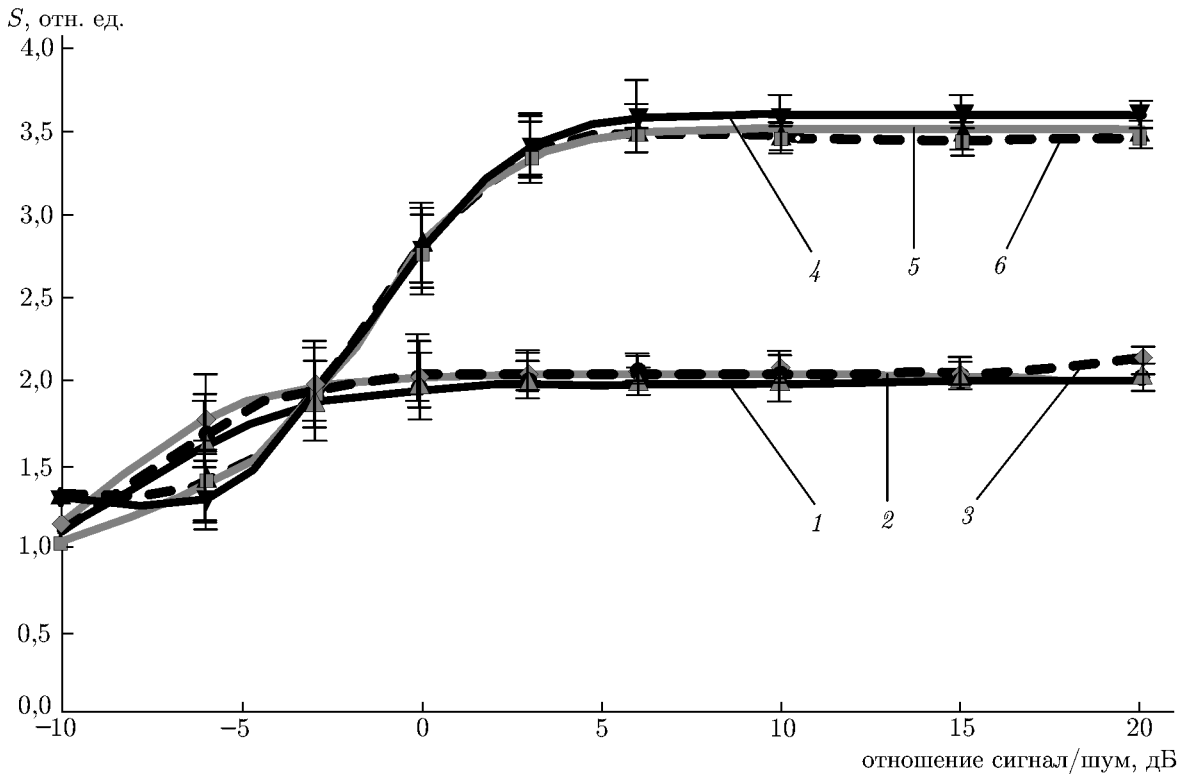


Рис. 3. Зависимость критерия достоверности при вычислении временной задержки алгоритмом (7) (линии 1, 2, 3) и модифицированным алгоритмом (8) (линии 4, 5, 6) от отношения сигнал/шум для частотно-манипулированных сигналов при различных относительных сдвигах частоты

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен алгоритм определения взаимной временной задержки сигналов с различными несущими частотами, основанный на совместной оценке временного и частотного сдвигов сигналов. Специфика частотно-манипулированных сигналов снижает эффективность применения алгоритмов, основанных на вычислении функции неопределённости, для данного типа сигналов. В предложенном алгоритме используется этап построения сечения псевдопреобразования Вигнера при фиксированном времени в качестве элемента нелинейного спектрального оценивания для повышения эффективности определения временных задержек частотно-манипулированных сигналов.

С помощью компьютерного моделирования показано, что использование модифицированного алгоритма позволяет повышать качество оценки взаимной временной задержки при сравнимой вычислительной эффективности алгоритмов для частотно-манипулированных сигналов в широком диапазоне отношений сигнал/шум.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания Министерства образования и науки РФ образовательным организациям высшего образования в сфере научной деятельности ФТ-1-01201459263 и частично поддержана грантом (соглашение 02.В.49.21.0003 от 27 августа 2013 года между МОН РФ и ННГУ).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. Wiley, 2004. 411 p.
2. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. и др. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
3. Козн Л. // ТИИЭР. 1989. Т. 77, № 10. С. 72.
4. Stein S. // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Proces. 1981. V. 29, No. 3. P. 588.
5. Özdemir A. K., Arikan O. // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Proces. 2001. V. 49, No. 2. P. 381.
6. Логинов А. А., Морозов О. А., Солдатов Е. А., Хмелёв С. Л. // Изв. вузов. Радиофизика. 2007. Т. 50, № 3. С. 255.
7. Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р., Хмелёв С. Л. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 634.
8. Сорохтин М. М., Сорохтин Е. М., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Радиофизика. 2007. Т. 50, № 4. С. 357.
9. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. // Радиофизика и радиоастрономия. 2007. Т. 12, № 2. С. 162.
10. Опенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2006. 856 с.
11. Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. № 3 (27). С. 62.
12. Шкелёв Е. И., Кисляков А. Г., Лупов С. Ю. // Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45, № 5. С. 433.

Поступила в редакцию 3 декабря 2013 г.; принята в печать 6 ноября 2014 г.

EFFICIENT ALGORITHM FOR JOINT EVALUATION OF THE TIME DELAY AND FREQUENCY SHIFT OF THE FREQUENCY-MODULATED SIGNALS

D. S. Marychev, O. A. Morozov, and S. Yu. Lupov

A modification of the method for determining the mutual time delays of signals on the basis of the joint measurement of the time and frequency shifts is considered. The modification allows us to increase the degree of manifestation of the correlation maximum for the frequency-modulated signals. The results of the study of the proposed algorithm during the processing of the phase- and frequency-modulated signals under the conditions of *a priori* uncertainty with respect to the carrier frequency of the signals are presented.