

УДК 621.396

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНКИ ВЗАИМНЫХ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

*И. В. Гринь**, *Р. А. Ершов*, *О. А. Морозов*

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

Рассмотрен метод оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов, регистрируемых многопозиционными системами определения местоположения источника излучения с использованием космического сегмента, с помощью модифицированного алгоритма вычисления функции неопределённости. Он основан на выделении узкополосных каналов из принимаемых сигналов и их дальнейшей оптимальной квазикогерентной обработке. Проведено исследование критерия достоверности и эффективности оценки взаимной временной задержки представленным методом.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существенно расширяются возможности применения систем космического базирования для решения широкого круга научно-технических и прикладных задач в различных сферах деятельности. При построении современных систем радиосвязи и навигации, особенно с использованием космического сегмента, важной задачей является разработка и исследования методов цифровой обработки сигналов, эффективно функционирующих в условиях априорной неопределённости относительно их параметров и низкого отношения сигнал/шум каналов связи. Многопозиционные спутниковые системы позволяют в том числе эффективно решать задачи определения местоположения источников радиоизлучения методами пассивной пеленгации в реальном масштабе времени. Данная задача актуальна в различных технических приложениях, в частности для коммутации каналов спутниковой связи, для обеспечения безопасности гражданской авиации и судоходства, при проектировании спутниковых поисково-спасательных систем. В качестве примера можно привести поисково-спасательную систему определения местоположения судов Argos [1]. В большинстве существующих систем используются технологии местоопределения на основе GPS/ГЛОНАСС, что позволяет достаточно точно находить местоположение объекта в реальном времени. Однако в данных системах координаты определяются самим объектом, что может быть неприемлемо в случае аварии, умышленного искажения данных и других нештатных ситуациях. Альтернативой подобным системам могут служить спутниковые системы пассивной пеленгации. Применение последних актуально также для развития и расширения возможностей систем космической связи, информационного и навигационного обеспечения, дистанционного зондирования Земли, мониторинга и предсказания природных явлений и чрезвычайных ситуаций.

Одним из распространённых методов пассивной пеленгации источника излучения является разностно-дальномерный метод [2]. Его использование основано на определении взаимных временных задержек Δt распространения искажённых копий $\tilde{x}(t)$ излучённого сигнала $x(t)$

$$s_1(t) = x(t) + \xi(t), \quad s_2(t) = \tilde{x}[(1 - \alpha)t - \Delta t] + \eta(t), \quad (1)$$

* grin.ilya@nifti.unn.ru

где α — коэффициент масштабирования спектра вследствие влияния эффекта Доплера, ξ и η — некооррелированный с сигналом белый гауссов шум. Следует отметить, что модель (1) не учитывает изменение амплитуды искажённого сигнала в силу того, что при дальнейшей корреляционной обработке амплитуды сигналов влияют на величину максимума корреляционной функции, но не на его положение. Кроме того, при регистрации сигналов обычно производится нормализация амплитуды принятого сигнала системой автоматической регулировки усиления.

При наличии в системе космического сегмента задача оценки взаимной временной задержки сигналов является достаточно трудоёмкой, требует большого объёма вычислительных ресурсов и памяти вследствие наличия априорной неопределённости параметров сигналов, низкого отношения сигнал/шум и широкого диапазона возможного изменения частотно-временных параметров [2–4]. Кроме того, для повышения устойчивости передачи данных к шумам, а также увеличения надёжности каналов передачи информации в сложных условиях распространения сигналов в настоящее время широко используются методы расширения спектра и, соответственно, широкополосные сигналы [5]. Применение различных подходов к расширению спектра в современных спутниковых системах связи приводит к необходимости разработки эффективных методов оценки параметров сигналов с учётом влияния масштабирования спектра. В таких условиях для определения взаимных временных задержек традиционно используются алгоритмы на основе расчёта взаимной функции неопределённости (ВФН) сигналов. Предварительное выделение набора узкополосных каналов с последующим некогерентным накоплением позволяет минимизировать влияние эффекта масштабирования спектра широкополосных сигналов [6, 7]. В данной работе предлагается использовать квазикогерентное накопление в обработке узкополосных каналов, позволяющее повысить отношение сигнал/помеха на выходе алгоритма.

1. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Оптимальной в смысле максимального правдоподобия оценкой взаимной временной задержки сигналов в условиях низкого отношения сигнал/шум является оценка, рассчитанная на основе положения максимума взаимной корреляционной функции [3]. При решении задачи оценки взаимной временной задержки сигналов, регистрируемых приёмными устройствами многопозиционной спутниковой системы, требуется компенсация значительного частотного искажения спектров принятых сигналов, возникающего вследствие эффекта Доплера.

Оценка временных задержек в случае относительно узкополосных сигналов (например, сигналов, используемых в протоколах ГЛОНАСС и GPS), проводится на основе расчёта ВФН принимаемых сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ [2, 4]:

$$A(\tau, \Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2^\dagger(t) \exp(-j2\pi \Delta f t) dt, \quad (2)$$

где символ \dagger означает комплексное сопряжение. Положение главного максимума модуля ВФН (2) позволяет определить взаимную временную задержку сигналов и доплеровский сдвиг частоты:

$$(\tau^*, \Delta f^*) = \arg \max_{\tau, \Delta f} |A(\tau, \Delta f)|. \quad (3)$$

Применение алгоритмов оценки взаимной временной задержки сигналов, использующих выражения (2) и (3), основано на том факте, что для узкополосных сигналов влиянием масштабирования спектра, вызванного эффектом Доплера, можно пренебречь и компенсировать только смещение несущей частоты сигнала f_0 . Для повышения вычислительной эффективности при

решении задачи определения временной задержки вместо расчёта ВФН сигналов могут быть использованы алгоритмы, основанные на методах нелинейной цифровой фильтрации, в частности квадратичной фильтрации [8], базирующейся на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона, цифровой адаптивной фильтрации на основе гармонического разложения Писаренко [9] и методов, основанных на поиске корней минимального многочлена автокорреляционной матрицы сигнала [10]. Результатом работы таких фильтров является оценка функции «текущей частоты» входного сигнала. Процедура обработки качественно напоминает демодуляцию сигнала с последующим вычислением взаимной корреляционной функции выходных сигналов нелинейных фильтров и определением положения её главного максимума.

2. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

В случае, когда сигналы являются широкополосными (ширина полосы соизмерима с центральной частотой f_0), величина доплеровского масштабирования спектра не является пренебрежимо малой. Вследствие этого при оптимальной обработке принимаемых сигналов побочные максимумы ВФН и корреляционной функции нелинейных фильтров становятся сравнимыми по величине с главным максимумом, что не позволяет достоверно оценить взаимную временную задержку сигналов. Для повышения вероятности достоверной оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов в [6, 7] предложена общая модифицированная схема расчёта, которая предполагает предварительное выделение M узкополосных каналов с центральными частотами f_k и ширинами спектральных полос B_k . Ширины спектральных полос узкополосных каналов B_k целесообразно выбирать так, чтобы доплеровское расширение данной спектральной полосы было пренебрежимо мало для эффективного применения алгоритмов оценки взаимной временной задержки узкополосных сигналов (ширина полосы $B_k \ll f_0$). Далее проводится расчёт распределений на основе (2) и (3) для оценки взаимной временной задержки в каждом узкополосном канале и последующее усреднение модулей полученных распределений с целью повышения степени выраженности главного максимума:

$$Q(\tau) = \sum_{k=1}^M \left| \sum_{n=0}^N R_k(n, \tau) \exp(-j2\pi\Delta f n T) \right|, \quad (4)$$

где $R_k(n, \tau) = s_{1,k}[n]s_{2,k}^\dagger[n + \tau]$ — поэлементное произведение отсчётов сигналов со сдвигом τ , T — период дискретизации, N — размерность массива быстрого преобразования Фурье.

Следует отметить, что для обработки сигналов в выделенных узкополосных каналах могут быть применены как алгоритмы вычисления функции неопределённости (2), так и алгоритмы нелинейной цифровой фильтрации с последующим усреднением, аналогично (4), их взаимных корреляционных функций. Критерием достоверности оценки взаимной временной задержки может служить отношение величины главного максимума результирующего временного распределения к среднеквадратичному значению отклонения от среднего \bar{Q} , что также характеризует степень выраженности главного максимума в данном распределении:

$$C = \frac{\max(Q_i) - \bar{Q}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} (Q_i - \bar{Q})^2}}, \quad (5)$$

где L — количество отсчётов в распределении.

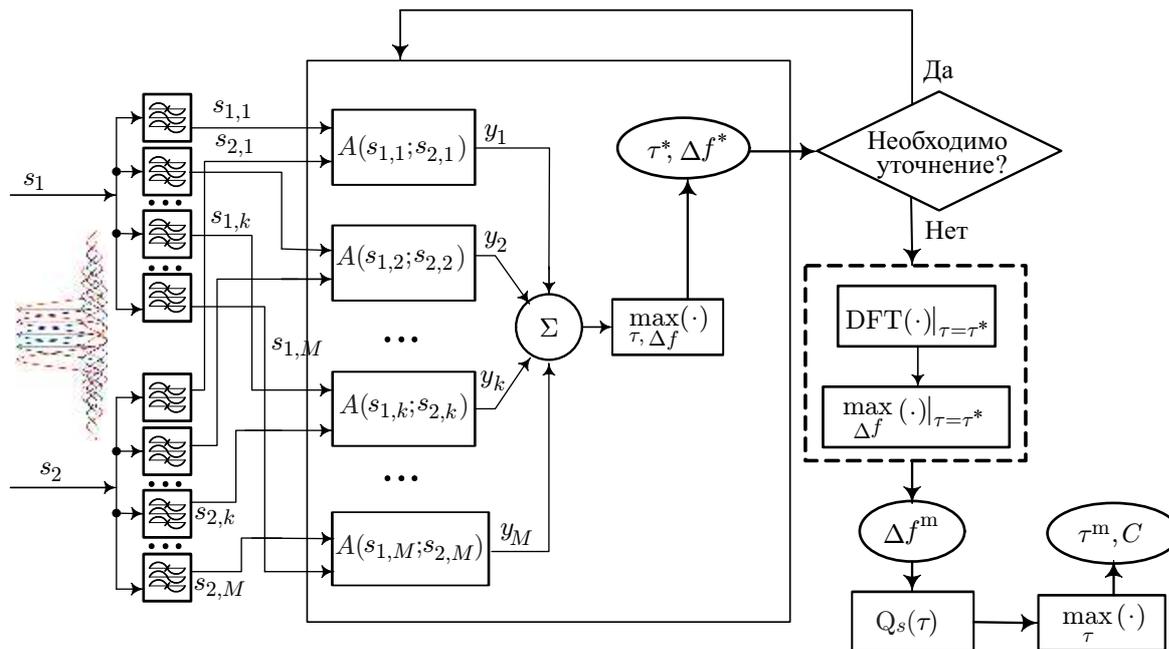


Рис. 1. Схема алгоритма оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов

3. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ ВФН ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Выражение (4) представляет собой усреднение модулей комплексных отсчётов «сечений» ВФН для различных узкополосных каналов, т. е. некогерентное накопление. Как показано в [6, 7], оно эффективно, когда результирующее распределение формируется из наборов максимумов модулей фурье-распределений при каждом значении временного сдвига между сигналами. Однако в качестве «сечения» можно рассмотреть набор отсчётов, взятых при фиксированном значении величины сдвига частоты, обеспечивающем максимум модуля ВФН:

$$Q_s(\tau) = \left| \sum_{k=1}^M \left[\sum_{n=0}^N R_k(n, \tau) \exp(-j2\pi\Delta f^* nT) \right] \right|, \tag{6}$$

$\Delta f^* = \arg \max_{\Delta f, \tau} |A_k|$ — смещение частоты, обеспечивающее глобальный максимум функции неопределённости.

В (6) результирующее распределение есть сумма комплексных отсчётов «сечений» ВФН, рассчитанных по сигналам в выделенных узкополосных каналах, что можно считать квазикогерентным накоплением. Известно [11], что оптимальный (согласованный) фильтр при наличии некоррелированного с сигналом шума обеспечивает максимальное отношение сигнал/помеха на своём выходе за счёт когерентного суммирования и компенсации фазовых сдвигов между спектральными составляющими сигнала. Для эффективного применения схемы квазикогерентного накопления необходимо, чтобы в рассматриваемых сечениях сохранялась информация о распределении фазы в области максимума функции, для чего, в частности, требуется максимально точная оценка величины смещения частоты.

Непосредственное применение алгоритмов полного вычисления тела неопределённости по всему диапазону априорной неопределённости частотно-временных параметров сигналов является вычислительно сложной задачей, требующей больших машинных ресурсов и объёма памяти, и

может оказаться неприемлемым в случае решения задачи определения местоположения источника излучения в реальном масштабе времени. Для повышения быстродействия метода построения функции неопределённости в [12] предложен вычислительно эффективный алгоритм расчёта ВФН, реализуемый с использованием технологий параллельных вычислений на графических процессорах. Однако его непосредственное применение в схеме квазикогерентного накопления (6) не даёт ожидаемого результата: предложенный в [12] алгоритм ориентирован в первую очередь на эффективное (в плане быстродействия при сохранении высокой точности) определение временной задержки сигналов (информационного параметра), при этом сдвиг частоты является мешающим [2] параметром. Используемый в [12] алгоритм быстрого преобразования Фурье имеет фиксированное частотное разрешение, в связи с чем точность компенсации частотных сдвигов является достаточно низкой.

Для реализации алгоритма с квазикогерентным накоплением отсчётов «сечений» ВФН сигналов узкополосных каналов может быть использован модифицированный 2-этапный подход с применением предложенного в [12] алгоритма расчёта ВФН (рис. 1). На первом этапе проводятся оценки временного сдвига τ^* и доплеровского смещения частоты Δf^* сигналов на основе вычислительно эффективного алгоритма [12] и выполняется уточнение полученных оценок τ^* и Δf^* методом прямого вычисления ВФН (2) в относительно узком диапазоне неопределённости параметров с применением алгоритма быстрого преобразования Фурье. Уточнение оценок позволяет ещё более сузить диапазон границ неопределённости параметров, что важно в первую очередь для оценки смещения частоты. Применение алгоритма быстрого преобразования Фурье даёт возможность сохранить вычислительную эффективность метода в целом.

Второй этап обработки вводится для уточнения распределения фазы для каждого сечения. Уточнение заключается в выполнении дискретного преобразования Фурье (DFT, см. рис. 1) при фиксированном значении временного сдвига τ^* , обеспечивающем максимум функции неопределённости, и определения величины доплеровского смещения спектра Δf^m с точностью, превышающей частотное разрешение алгоритма быстрого преобразования Фурье:

$$\Delta f^m = \arg \max_{\Delta f} \left[\sum_{n=0}^{N^*} R_k(n, \tau^*) \exp(-j2\pi \Delta f n T) \right], \quad (7)$$

где N^* — длина массива дискретного преобразования Фурье, обеспечивающая заданную точность по частоте.

Низкая вычислительная эффективность применения дискретного преобразования Фурье при построении сечений ВФН компенсируется узким диапазоном неопределённости по частоте Δf , который выбирается как удвоенный шаг дискретизации по частоте предыдущего этапа. Процедура накопления после этапа уточнения величины доплеровского смещения спектра проводится аналогично (6).

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для предложенного модифицированного алгоритма на основе квазикогерентного накопления проведено изучение выраженности (5) главного максимума результирующего временного распределения, полученного на основе выражения (6) в зависимости от количества узкополосных каналов ΔM , и исследование помехоустойчивости. Исследование проводилось для OFDM-сигналов с шириной спектра 420 МГц и центральной частотой 2 ГГц (что характерно для спутниковых линий связи S-диапазона), моделируемых в синфазных и квадратурных компонентах. Каждый сигнал включает 512 поднесущих, отношение сигнал/шум (ОСШ) равно -6 дБ.

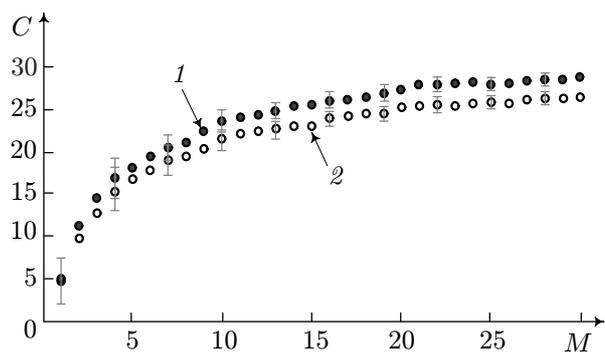


Рис. 2. Зависимости величины C (5) от количества узкополосных каналов M после этапа уточнения смещения частоты

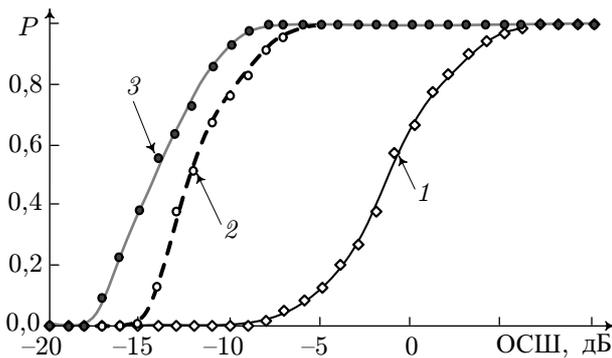


Рис. 3. Зависимости вероятности попадания оценки взаимной временной задержки в доверительный интервал от отношения сигнал/шум

На рис. 2 приведены графики зависимостей критерия выраженности C результирующих функций от количества выделяемых узкополосных каналов M , полученных на основе модифицированных алгоритмов вычисления ВФН. Кривая 1 соответствует квазикогерентному накоплению сечений ВФН (с дополнительным этапом уточнения информации о распределении фазы сигналов для каждого сечения), кривая 2 — некогерентному накоплению.

Из рис. 2 видно, что зависимости критерия выраженности при некотором значении M выходят на насыщение, что может быть использовано для определения эффективного числа выделяемых каналов для каждого предложенного алгоритма. Так, при использовании квазикогерентного накопления сечений ВФН достаточно выделить 10 частотных каналов (против 16 для некогерентного накопления, необходимых для формирования максимума ВФН с аналогичным значением величины C) для получения хорошо выраженного максимума, по положению которого можно дать состоятельную оценку взаимной временной задержки. При этом алгоритм на основе квазикогерентного накопления демонстрирует преимущество: величина C при $M \geq 10$ с учётом погрешностей расчётов имеет более высокое значение, т. к. точная оценка смещения частоты позволяет сохранить информацию о фазе в сечении взаимной функции неопределённости.

На рис. 3 приведены результаты статистического исследования предложенного алгоритма. Проводился расчёт вероятности попадания в доверительный интервал оценки взаимной временной задержки в зависимости от ОСШ в принимаемых сигналах. Доверительный интервал по задержке соответствует длительности одного информационного символа, порог принятия решения об обнаружении сигнала определялся на основе критерия Неймана—Пирсона. Кривая 1 соответствует алгоритму на основе прямого расчёта ВФН, кривая 2 — модифицированному алгоритму (с разбиением на узкополосные каналы) с некогерентным накоплением сечений ВФН, кривая 3 — модифицированному алгоритму с квазикогерентным накоплением. Анализ зависимостей на рис. 3 показывает, что предложенная в работе модификация алгоритма на основе дополнительного учёта фазы в сечении ВФН позволяет повысить помехоустойчивость оценки временной задержки к шумам на $2 \div 3$ дБ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен метод повышения эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов, основанный на выделении набора узкополосных каналов и оптимальной обработке сигналов в выделенных каналах с последующим квазикогерентным накоплением данных. С целью повышения эффективности квазикогерентного накопления предложен двух-

этапный алгоритм, основанный на предварительном сужении интервала априорной неопределённости частотно-временных параметров с последующим уточнением смещения частоты в выделенных узкополосных каналах, благодаря чему в сечении ВФН сохраняется информация о фазе.

С целью сравнительного анализа эффективности квазикогерентного и некогерентного методов накопления данных цифровой обработки выделенных узкополосных каналов проведено компьютерное моделирование алгоритмов построения ВФН сигналов широкополосных систем связи. Проведённое исследование позволяет сделать вывод о целесообразности применения алгоритма усреднения сечений в случае анализа ВФН с максимумами недостаточной выраженности. Квазикогерентное суммирование комплексных отсчётов сечений функции неопределённости (с учётом этапа уточнения смещения частоты и, соответственно, фазового распределения в области максимума ВФН) в выделяемых узкополосных каналах приводит к повышению выраженности главного максимума результирующего временного распределения. Следствием этого является увеличение устойчивости на 2÷3 дБ предложенной модификации алгоритма к шумам по сравнению с алгоритмом, основанным на некогерентном накоплении данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Козлов А. В., Пестряков А. В. // Телекоммуникации и транспорт. 2012. № 2. С. 36.
2. Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Ипатов П. В. Радиотехнические системы. М.: Высшая школа, 1990. 496 с.
3. Carter G. C. // Proc. IEEE. 1987. V. 75, No. 2. P. 236.
4. Stein S. // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, 1981. V. ASSP-29, No. 3. P. 588.
5. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
6. Гринь И. В., Ершов Р. А., Морозов О. А. // Системы управления и информационные технологии. 2015. № 3 (1). С. 18.
7. Ершов Р. А., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 2. С. 157.
8. Логинов А. А., Морозов О. А., Хмельёв С. Л. // Изв. вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 5–6. С. 503.
9. Морозов О. А., Солдатов Е. А., Фидельман В. Р. // Автометрия. 1995. № 2. С. 108.
10. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Елохин А. В., Шмонин О. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 3. С. 261.
11. Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М: Радио и связь, 1986. 279 с.
12. Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. № 3 (27). С. 62.

Поступила в редакцию 3 сентября 2019 г.; принята в печать 30 октября 2019 г.

MODIFIED ALGORITHM FOR CALCULATING THE AMBIGUITY FUNCTION IN THE PROBLEM OF ESTIMATING THE MUTUAL TIME DELAYS OF WIDEBAND SIGNALS

I. V. Grin, R. A. Ershov, and O. A. Morozov

Using the modified algorithm for calculating the ambiguity function, we consider the method of estimation of the mutual time delay of wideband signals, which are recorded by multiposition systems

I. V. Grin, R. A. Ershov, O. A. Morozov

for determining the radiation-source location with the help of the space segment. It is based on the isolation of the narrowband-channels from the received signals and their further optimal quasi-coherent processing. The criterion of reliability and efficiency of the estimated mutual time delay by the proposed method is studied.