

УДК 621.391.037

**ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ПОИСК И ОЦЕНКА
ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНОГО СИГНАЛА С ПОМОЩЬЮ
СПЕКТРАЛЬНО-КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ**

Д.Л. ХОДЫКО, С.Б. САЛОМАТИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 30 октября 2007*

Предложены алгоритмы повышения точности оценки частоты Доплера на основе смежных классов преобразования Фурье в задаче обнаружения-оценки параметров сигнала в системах спутниковой навигации. Алгоритмы используются в режимах однократной и многократной оценки частоты. Количественно показан временной выигрыш рассмотренных алгоритмов.

Ключевые слова: системы спутниковой навигации, смежные классы преобразования Фурье.

Введение

Космические радиолинии и системы спутниковой навигации GPS, ГЛОНАСС и Galileo используют сложные фазоманипулированные сигналы для обеспечения точности измерений псевдодальностей. Важным этапом приема таких сигналов является поиск и оценка их параметров в частотно-временной области по функции неопределенности на ограниченном интервале когерентности в условиях многолучевости. Известные методы поиска [1, 2] вычисляют значения функции взаимной неопределенности принимаемого и опорного сигналов с помощью согласованных фильтров, многоканальных корреляторов и быстрого преобразования Фурье, требуют больших аппаратных или вычислительных затрат. В условиях ограниченности на сложность технической реализации, величину интервала когерентности и длину преобразования Фурье возникает задача разработки алгоритмов быстрого, эффективного последовательно-параллельного поиска.

В работе рассматривается метод последовательно-параллельного поиска, использующий спектрально-корреляционный алгоритм вычисления дискретной функции неопределенности (ДФН). Предложены алгоритмы для повышения точности оценки частоты Доплера принимаемого сигнала по ДФН с помощью смежных классов преобразования Фурье.

Спектрально-корреляционный алгоритм вычисления ДФН

Определим интервалы области неопределенности по задержке $[\tau, \tilde{\tau}]$ и частоте $[f, \tilde{f}]$. Задачу поиска можно сформулировать как вычисление оценок задержки $\hat{\tau}$ и частоты \hat{f} по функции неопределенности (ФН) $\Phi(\tau, f)$, используя критерий максимального правдоподобия [3]:

$$\hat{\tau}, \hat{f} = \arg \max_{\hat{\tau} \in [\tau, \bar{\tau}], \hat{f} \in [f, \bar{f}]} \Phi(\tau, f). \quad (1)$$

Введем функцию $\Phi_A(\tau, f) = \left| \sum_{m=0}^{M-1} \dot{Z}[m, \tau] e^{-j2\pi f m T_K} \right|^2$, которая аппроксимирует ДФН. Функцию можно определить как аппроксимирующую дискретную функцию неопределенности (АДПФ). Алгоритм вычисления АДПФ основан на разбиении интервала наблюдения и вычисления частичных корреляций $\dot{Z}[m, \tau]$ на интервале накопления

$$\dot{Z}[m, \tau] = \sum_{n=mN_K}^{(m+1)N_K-1} x[nT_d] C[(n+\tau)T_{PN}/V] \exp(j\omega n T_d), \quad V = T_{PN}/T_d,$$

где $m=0 \dots M-1$; $M=T_H/T_K$; M — количество частичных корреляций; $\omega=2\pi f$, f — частота опорного гармонического колебания; T_H — интервал наблюдения; T_K — интервал накопления частичных корреляций; $T_K=N_K T_d$; T_d — интервал дискретизации; $x[nT_d]$ — аддитивная смесь сигнала и шума на выходе фильтра, полоса которого согласована с полосой сигнала; $C[nT_{PN}]$ — псевдослучайная кодовая последовательность (ПСП), $n=0, 1, \dots$

Недостатком использования аппроксимирующего алгоритма является ухудшение точности оценки частоты.

Одним из способов повышения точности оценки частоты является применение смежных классов Фурье преобразования.

Смежные классы преобразования Фурье

Пусть элементы $\exp(-j2\pi p \vartheta/P)$, $p, \vartheta=0 \dots P-1$, $P=MB$, являются мультипликативной абелевой группой \mathfrak{Z} . Из группы \mathfrak{Z} выделим подгруппу $\mathbf{W}=\{\exp(-j2\pi mk/M), m, k=0 \dots M-1\}$, и произведение элемента группы $\exp(-j2\pi qm/P) \in \mathfrak{Z}$ на подгруппу образует смежный класс по подгруппе \mathbf{W} . Преобразование Фурье относительно входного сигнала \vec{Y} в q -м смежном классе определяется выражением:

$$F^{(q)} = \mathbf{W} \exp(-j2\pi qm/(MB)) \vec{Y}, \quad F^{(q)} = \mathbf{W} \mathbf{R} \vec{Y}, \quad \mathbf{R}^{(q)} = \text{diag}[\exp(-j2\pi qm/(MB))], \quad (2)$$

где \mathbf{W} можно рассматривать как матрицу преобразования Фурье размерности $M \times M$, $q=0 \dots B-1$; B — количество смежных классов. Подставив в (2) выражение для \mathbf{W} и просуммировав по m , получим формулу преобразования Фурье с дробным коэффициентом k' по частоте [4]

$$F^{(q)}[k] = \sum_{m=0}^{M-1} y[m] \exp(-j2\pi m(q+kB)/(MB)), \quad k' = (q+kB)/(MB). \quad (3)$$

Смежные классы могут быть использованы совместно с алгоритмом быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Подставим $\dot{Z}[m, \tau]$ в (2) и получим АДПФ с учетом смежных классов:

$$\Phi_A^{(q)}(\tau, f) = \left| \sum_{m=0}^{M-1} \dot{Z}[m, \tau] \exp(-j2\pi m(q+kB)/(MB)) \right|^2 = \left| \mathbf{W} \mathbf{R}^{(q)} \dot{\mathbf{Z}} \right|^2.$$

Оценивание параметров происходит по алгоритму (1).

Свойство абелевой группы, включающее преобразование Фурье, позволяет синтезировать следующие алгоритмы оценки частоты.

Многоканальный алгоритм оценки f_{dop} на основе смежных классов преобразования Фурье

Комплексный полезный сигнал $\dot{Z}_U[m, \tau]$ с амплитудой A_p при условии $\tau = \hat{\tau}$ можно представить как $\dot{Z}_U[m] = A_p \exp(j2\pi m k_0 / M)$, где $k_0 = f_{dop} M T_K$; T_K — интервал дискретизации. От сигнала $\dot{Z}_U[m]$ находится преобразование Фурье со смежными классами, при этом смежный класс рассматривается как отдельный канал:

$$S_U^{(q)}[k] = \left| \sum_{m=0}^{M-1} A_p e^{\frac{j2\pi m k_0}{M}} e^{-\frac{j2\pi m (q+Bk)}{MB}} \right|^2 = A_p^2 \left| \sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi m \left(\frac{k_0}{M} - \frac{q+Bk}{MB} \right)} \right|^2.$$

Количество каналов равно количеству смежных классов B . Оценка дискретного индекса частоты определяется, согласно (1), как $\hat{k}_0^{(q)} = \arg \max_{k,q} \left(\Phi_A^{(q)}(\tau, f) \right) = \arg \left(\max_{k,q} S_k^{(q)} \right)$. Оценка частоты Доплера с учетом k' (3) имеет вид

$$\hat{f}_{dop} = \left(q + \hat{k}_0^{(q)} B \right) / (M B T_K). \quad (4)$$

Усреднение по аргументу $\hat{k}_0^{(q)} = \arg \left(\max_k S_k^{(q)} \right)$ позволяет получить усредненные оценки \hat{k}_0 и \hat{f}_{dop} :

$$\hat{k} = \frac{1}{B} \sum_{q=0}^{B-1} \hat{k}_0, \quad \hat{f}_{dop} = \hat{k}_0 / (M T_K).$$

Оценка частоты по таблицам смежных классов

Алгоритм требует сравнения с порогом энергетических спектральных коэффициентов

$$S[k] = \left| \mathbf{W} \dot{\mathbf{Z}} \right|^2, \quad (5)$$

где $S[k]$ — энергетический спектр смеси $\dot{Z}[m]$ сигнала и шума.

Если оцениваемая частота находится между бинами Фурье, то в результате сравнения с порогом могут быть выбраны два рядом стоящих спектральных компонента. Находится ε как разница между спектральными компонентами: $\varepsilon = S[\kappa+1] - S[\kappa]$, $\kappa = \text{const}$, $\kappa \in [0 \dots M/2 - 1]$. Отрицательное или положительное значение ε принадлежит интервалу $[\varepsilon_i - \varepsilon_i + \varepsilon_\delta)$. Из таблицы сопоставляется номер смежного класса в соответствии с полученным интервалом. Оценка частоты смещения определяется выражением (4).

Количество смежных классов выбирается из заданной точности, которая с учетом (4) имеет вид: $f_\Delta = \left(f_k^{(q+1)} - f_k^{(q)} \right) / 2 = \left(2 M B T_K \right)^{-1}$. Шаг ε_δ определяется как: $\varepsilon_\delta = (\varepsilon_{\max} - \varepsilon_{\min}) / B$, где $|\varepsilon_{\min}| = \varepsilon_{\max}$.

Пример. Пусть вычисленное значение $\varepsilon \in [0 \ \varepsilon_\delta)$, что говорит о расположении f_{dop} примерно посередине между $S[\kappa+1]$ и $S[\kappa]$, тогда q , соответствующий интервалу $[0 \ \varepsilon_\delta)$, будет выбран близким к значению $B/2$.

Алгоритм последовательного уточнения

В режиме многократной оценки, суть которой заключается в последовательном уточнении доплеровской частоты при многократном обзоре в одном элементе по дальности. Алгоритм

требует сравнения с порогом энергетических спектральных компонент и легко реализуем для изменяющегося количества смежных классов по закону степени 2.

На первом этапе ($i=1$) вычисленные спектральные компоненты (5) подаются на устройство сравнения с порогом. В результате выбираются две спектральные компоненты $S[k]$ и $S[k+1]$, которые сравниваются между собой. В итоге имеем

$$\tilde{q}_i = \begin{cases} 1, S[k+1] > S[k], \\ 0, S[k+1] < S[k], \end{cases}$$

и большее из сравниваемых заносится в память R_i . Затем находится номер смежного класса для следующего этапа: $q_{i+1} = 2q_i + \tilde{q}_i$, $q_1 = 0$.

На втором и последующих этапах выбирается число смежных классов $B_i = 2^{i-1}$, $i=2, 3, \dots$. В выбранном смежном классе q_i определяются энергетические спектральные компоненты:

$$S^{(B_i, q_i)}[k] = \left| \sum_{m=0}^{M-1} Z[m] e^{-j2\pi m \frac{q_i + kB_i}{MB}} \right|^2.$$

После сравнения с порогом выбирается спектральный компонент $S^{(B_i, q_i)}[k]$, который сравнивается со значением, занесенным в память. По результату находится \tilde{q}_i и большее из сравниваемых заносится в память:

$$\tilde{q}_i = \begin{cases} 1, S^{(B_i, q_i)}[k] < R_{i-1} \\ 0, S^{(B_i, q_i)}[k] > R_{i-1} \end{cases}, \quad R_i = \begin{cases} R(S^{(B_i, q_i)}[k]), S^{(B_i, q_i)}[k] > R_{i-1} \\ R_{i-1}, S^{(B_i, q_i)}[k] < R_{i-1} \end{cases}, \quad q_{i+1} = 2q_i + \tilde{q}_i.$$

Процесс уточнения повторяется до выполнения равенства $S^{(B_i, q_i)}[k] = R_{i-1}$. Оценка частоты определяется выражением (4).

Рассмотрим возможности применения алгоритмов оценки к решению задачи поиска сигнала в системах спутниковой навигации в условиях многолучевости.

Модель принимаемого сигнала

Уравнение, описывающее модель принятого навигационного сигнала с учетом многолучевого рэлеевского распространения в точке приема от i -го навигационного спутника, имеет вид [5]

$$x_i(t) = \sum_{l=1}^L a_l(t) U_{i,l}(t - \tau_{i,l}) + v(t), \quad U_i(t - \tau_i) = A_p [C_i(t - \tau_i) D_i(t - \tau_i)] \cos[2\pi(f + f_{dop_i})(t - \tau_i) + \psi'_i], \quad (6)$$

где $l=1 \dots L$; L — количество каналов от одного спутника до точки приема; $a_l(t)$ — затухание каждого канала; ψ'_i , f_{dop_i} и τ_i — начальная фаза, доплеровский сдвиг частоты и задержка распространения несущего колебания от i -го навигационного спутника соответственно; f — центральная частота; $D_i(t)$ — поток информационного сообщения амплитудой ± 1 В; $C_i(t)$ — последовательность дальномерного кода с числом элементов N_p , амплитудой ± 1 В и длительностью T_{PN} ; $v(t)$ — белый шум с характеристиками: $M(v(t))=0$, $M(v(t_1)v(t_2))=N_0\delta(t_2-t_1) = \sigma^2\delta(t_2-t_1)/\Delta f_0$, где N_0 — односторонняя спектральная плотность белого шума; Δf_0 — полоса принимаемого сигнала; $M(\cdot)$ — оператор математического ожидания.

Структурная схема обнаружения сигнала и многоканальная оценка параметра

В качестве примера выбрана [3] оптимальная некогерентная схема на основе корреляционной структуры [6] для сигнала с неизвестной начальной фазой и случайной амплитудой (рис. 1).



Рис. 1. Структурная схема последовательно-параллельного поиска и оценки параметров сложного сигнала

Параметры моделирования — дальномерный код и информационное сообщение являются M -последовательностями, значение $N_p=1023$, $L=2$. Параметры $a_l(t)$ равны 1 и 0,7 соответственно. Центральная частота $f=8,2$ МГц; частота Доплера $f_{dop}=2,425$ кГц; отношение сигнал-шум на входе $\gamma_{in}=-20$ дБ; полоса фильтра низкой частоты $\Phi_{LRF}=f_{dop\ max}$, $f_{dop\ max}$ — максимальная частота Доплера, $f_{dop\ max}=5$ кГц; интервал накопления и дискретизации $T_K=T_H/31$, T_H — интервал наблюдения, $T_H=N_p T_{PH}=1$ мс; период повторения импульсов сброса T_K ; число накапливаемых отсчетов сигнала $N_K=T_K/T_{PH}$; длина БПФ $M=32$; число смежных классов $B=4$; время наблюдения 1 мс соответствует разрешающей способности преобразования Фурье в 1 кГц. Для повышения разрешающей способности до 500 Гц интервал наблюдения должен быть не меньше $2 T_H$.

Структурная схема обработки (рис. 1) и модель принимаемого сигнала (6) были реализованы в пакете для технических расчетов MATLAB/Simulink. В результате компьютерного моделирования получены аппроксимирующие дискретные функции неопределенности.

На рис. 2 показаны АДФН для $q=0$, что соответствует обыкновенному преобразованию и для $q=2$.

Из рис. 2 видно, что в АДФН без смежных классов наблюдается два максимума в одном луче. Для $q=2$ в АДФН каждого луча присутствуют единственные максимумы, по которым производится оценка параметров. Для главного луча в соответствии с (1) получаем, что $\hat{k}_0^{(2)}=2$. Выражение (4) дает искомую оценку частоты $\hat{f}_{dop}=2,422$ кГц. Модуль ошибки между заданной частотой и ее оценкой составляет 3 Гц. Для обыкновенного БПФ ошибка составляет 481,25 Гц.

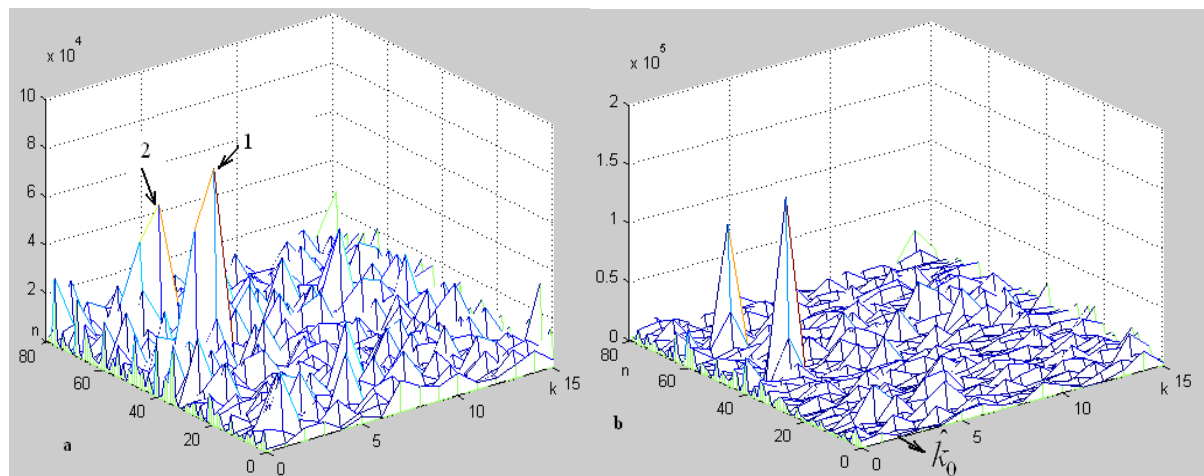


Рис. 2. Аппроксимирующая функция неопределенности $q=0$ (а), $q=2$ (б), 1 — первый и 2 — второй лучи

Выводы

Использование АДФН совместно с предложенными алгоритмами позволяет снизить вычислительную сложность и повысить точность оценки частоты доплеровского смещения сигнала в каждом луче на коротких интервалах наблюдения, используя быстрые алгоритмы. Точность оценивания пропорциональна числу смежных классов. Алгоритм последовательного уточнения может быть использован в следящих измерителях частоты с квазиоптимальным дискриминатором на базе преобразования Фурье.

SERIES-PARALLEL SEARCH AND ESTIMATION OF PARAMETERS OF A COMPLEX SIGNAL BY OF SPECTRAL-CORRELATION TRANSFORMATIONS

D.L. HODUKO, S.B. SALOMATIN

Abstract

The algorithms of increase of an estimation of Doppler shift are offered on the basis of adjacent classes of transformation Fourier in a task of detection-estimation of parameters of a signal in systems of satellite navigation. The algorithms are used in modes of a unitary and repeated estimation of frequency. The temporary prize of the considered algorithms is quantitatively shown.

Литература

1. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. М., 1986.
2. Ward P.W., Betz J.W., Hegarty C.J. Satellite Signal Acquisition, Tracking, and Data Demodulation. Ch. 5 of Understanding GPS Principles and Applications. E. Kaplan and C. Hegarty (eds.). 2005. P. 153–240.
3. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы. Минск, 1988.
4. Ходыко Д.Л., Саломатин С.Б. // Изв. Белорус. инж. акад. 2003. № 1/2.
5. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС/ Под ред. В.Н. Харисова, А.И. Перова, В.А. Болдина. М., 1998.
6. Mathis H., Flammant P., Thiel A. // Proc. ION GPS/GNSS. Portland, OR. September 9–12, 2003. P. 689–699.