

УДК 629.735.051.83-51.054(045)

¹И. Г. Прокопенко, д-р техн. наук,
²А. А. Осипчук

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТА МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В НАВИГАЦИОННО-ПОСАДОЧНЫХ СИСТЕМАХ

¹Институт электроники и систем управления НАУ, e-mail: kostya@home.nau.org.ua²Институт электроники и систем управления НАУ, e-mail: alina-osipchuk@mail.ru

Предложен новый подход к решению задач оценки разности глубины модуляции с помощью метода максимального правдоподобия и на основании Фурье-преобразования. Показан один из вариантов применения рассмотренного метода в бортовых вычислителях для оценки разности глубины модуляции радиолокационных сигналов наземных маяков системы инструментальной посадки ILS.

Введение. С целью обеспечения безопасности полетов точное определение местоположение летательного аппарата на всех этапах полета является центральной задачей авиационных навигационно-посадочных систем, особенно на этапе посадки.

Возрастающая интенсивность полётов, осложнение электромагнитной помеховой ситуации в районе аэропортов в связи с насыщением воздушного пространства новыми функциональными, коммуникационными и иными источниками излучения приводят к постоянному усовершенствованию аппаратуры посредством новых разработок наземного и бортового оборудования с применением новых подходов решения традиционных радиотехнических задач. Особенное внимание уделяется приему и обработке [1] радиолокационных сигналов в бортовой авиационной приемной радиоаппаратуре, передаче информации о местоположении в бортовой вычислительный комплекс.

В системах посадки летательных аппаратов Instrumental Landing System (ILS) информация о местоположении самолета относительно заданной линии посадки в горизонтальной (канал курса) и вертикальной (канал глиссады) плоскостях заложена в зависимости от коэффициента глубины амплитудной модуляции (РГМ) составляющих сигнала с частотами 90 и 150 Гц. Для получения этой информации в бортовом приемнике сигналов посадочных радиомаяков производится выделение модулирующих составляющих при помощи полосовых фильтров и измерение разности амплитуд этих составляющих [2].

В бортовых приемниках с аналоговой обработкой сигналов полосовые фильтры строились на основе LC контуров, в некоторых современных приемниках зарубежных фирм выделение составляющих 90 и 150 Гц производится при помощи активных фильтров, реализованных на основе операционных усилителей [3]. Такие приемники обладают рядом недостатков, указанных в работе [3]. Там же приводится одна из возможных реализаций цифровой фильтрации для вычисления модулирующих составляющих. Данный подход довольно сложный в реализации, имеет множество вычислений и использует низкоскоростную элементную базу, что сказывается на быстродействии бортовой аппаратуры.

Постановка задачи. Положение воздушного судна относительно заданной траектории снижения определяется угловыми отклонениями $\Delta\varphi$, $\Delta\theta$ в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Угловые отклонения измеряются относительно плоскостей курса и глиссады, пересечение которых дает заданную траекторию с использованием зависимости коэффициента глубины пространственной модуляции. Пространственную зависимость глубины модуляции от углов φ , θ задают курсовые и глиссадные радиомаяки соответствующими формами диаграммы направленности (ДН). В канале глиссады (канале курса) формируются две различные в зависимости от принципа построения радиомаяка ДН, которые в дальнейшем в пространстве складываются. Задача бортового радиоприемника состоит в выделении сигнала, его фильтрации и определении коэффициентов модуляции.

В пространстве с помощью радиомаяков формируется сигнал

$$S(t) = U_0 (1 + M_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \cos(\Omega_2 t + \varphi_2)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где U_0 – амплитуда сигнала, зависящая от диаграммы направленности в точке приема; M_1, M_2 – коэффициенты глубины пространственной модуляции; Ω_1, Ω_2 – частоты модулирующих сигналов 150 и 90 Гц; φ_1, φ_2 – фазы соответствующих сигналов; ω_0, φ_0 – частота и фаза несущего колебания 330 МГц;

Принимаемый сигнал на входе радиоприемного устройства представляет собой смесь полезного сигнала и помехи и имеет вид

$$X(t) = S(t) + \eta, \quad (1)$$

где η – гауссовская помеха.

Информативным параметром, который необходимо определить, является разность глубины пространственной модуляции (РГМ):

$$\text{РГМ} = M_1 - M_2.$$

Таким образом, необходимо выделить полезную информацию из смеси полезного сигнала и гауссовской помехи (1).

Построение алгоритма оценки информативных параметров из смеси полезного сигнала и помехи. Для решения данной задачи используем статистический подход к решению радиотехнической задачи определения коэффициента модуляции на основе решения системы уравнений максимального правдоподобия. В качестве входного сигнала радиоприемного устройства примем сигнал $x(t)$. Формируем дискретную выборку значений $x_i = X(t_i)$.

Для упрощения предварительных расчетов будем считать, что амплитуда U_0 , частоты $\Omega_1, \Omega_2, \omega_0$ и соответствующие фазы $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_0$ сигнала известны.

Математическую модель гауссовской помехи можно записать следующим образом:

$$\eta = \sqrt{-2D \ln(\text{RND}(1))} \cos(2\pi \text{RND}(1)) + M,$$

где M – математическое ожидание; D – дисперсия.

Составляем функцию правдоподобия по векторному параметру \bar{M} :

$$\bar{M} = (M_1, M_2);$$

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n / \bar{M}) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma^2})^n} e^{-\frac{\sum_{i=1}^n \{x_i - S(t_i)\}^2}{2\sigma^2}}.$$

Для удобства выполнения расчетов используем логарифм этой функции.

Оптимизируем эти уравнения посредством нахождения максимума функции правдоподобия с помощью дифференцирования. Получим систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial}{\partial M_1} \ln f_1(x_1, \dots, x_n, / M_1) = \\ = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} \times [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)] = 0, \\ \frac{\partial}{\partial M_2} \ln f_2(x_1, \dots, x_n, / M_2) = \\ = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} \times [\cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)] = 0. \end{array} \right.$$

или

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)] = 0, \\ \sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} [\cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)] = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Применение традиционных методов для решения данной системы уравнений является весьма трудоемким. Их можно использовать в условиях параметрической определенности при малом количестве определяемых параметров и при малой выборке. При увеличении выборки расчеты выполнять затруднительно, их скорость снижается.

Рассмотрим численные методы решения нелинейных уравнений. Используем метод простых итераций. Данный метод состоит из двух этапов: определения начального приближения и самого итерационного процесса. С учетом того, что коэффициент модуляции может принимать значения от 0 до 1, в качестве начального приближения принимаем $M = 0$. Далее подставляем это значение в уравнение и вычисляем невязку. За следующее приближение возьмем полученное значение коэффициента модуляции.

Решение системы уравнений (2) методом простых итераций будет таким:

$$\begin{cases} M_1(j+1) = M_1(j) - (1/i) \sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]; \\ M_2(j+1) = M_2(j) - (1/i) \sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1 \cos(\Omega_1 t_i) + M_2 \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} [\cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]. \end{cases}$$

Вычисления выполняются до тех пор, пока приближенное значение $M_i^{(k)}$ не будет отличаться от предыдущего $M_i^{(k-1)}$ на допустимое значение точности E .

Критерии окончания итерационного процесса можно записать в виде одного из трех неравенств:

$$\begin{aligned} |M_i^{(k)} - M_i^{(k-1)}| &= \sqrt{\sum_{i=1}^n (M_i^{(k)} - M_i^{(k-1)})^2} < E; \\ \max_{1 \leq i \leq n} |M_i^{(k)} - M_i^{(k-1)}| &< E; \\ \max_{1 \leq i \leq n} \frac{|M_i^{(k)} - M_i^{(k-1)}|}{M_i^{(k)}} &< E \quad \text{при } |M_i^{(k)}| \gg 1. \end{aligned} \quad (3)$$

Будем использовать неравенство (3) для окончания итерационного процесса.

Метод простых итераций имеет быструю сходимость и скорость вычисления.

Используем еще один итерационный метод – метод Ньютона – Рафсона для тех же неизвестных M_1, M_2 .

Получим:

$$M_1(j+1) = M_1(j) - \frac{\sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1(j) \cos(\Omega_1 t_i) + M_2(j) \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]}{\frac{\partial}{\partial M_1} \left[\sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1(j) \cos(\Omega_1 t_i) + M_2(j) \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)] \right]_{M_1=M_1(j)}}$$

Преобразуя это выражение, получаем алгоритм оценки коэффициента глубины модуляции:

$$M_1(j+1) = M_1(j) - \frac{\sum_{i=1}^n \{x_i - U_0 [1 + M_1(j) \cos(\Omega_1 t_i) + M_2(j) \cos(\Omega_2 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]\} [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]}{\sum_{i=1}^n (-U_0) [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)] [\cos(\Omega_1 t_i) \cos(\Omega_0 t_i)]}. \quad (4)$$

Значение M_2 находится аналогично. Соответственно для определения разности коэффициента глубины модуляции требуется вычислить формулу (4) для каждого коэффициента и разность между ними $\text{РГМ} = M_1 - M_2$.

Вычисления проводились для $M_1 = 0,2$ и $M_2 = 0,2$.

Применение метода Ньютона–Рафсона для решения систем уравнений в радиотехнических задачах, таких как определение коэффициента глубины модуляции для смеси сигнала и помехи, позволяет получить достаточно высокую точность оценивания информационных параметров. Однако он является трудоемким и сложным при построении вычислительного процесса. При оценивании коэффициента глубины модуляции в таких системах, как системы инструментальной посадки ILS-85 установлена допустимая погрешность оценки параметров сигнала не ниже 2 %. Таким образом, можно использовать более простые и легко реализуемые в современных вычислителях методы, которые обеспечивают заданную точность. Одним из таких подходов к определению параметров радиотехнических сигналов является использование преобразования Фурье.

Для радиолокационных сигналов в системе инструментальной посадки ILS-85 определение коэффициента глубины модуляции упрощается тем, что несущая частота и частоты модуляции заранее известны и не нуждаются в дополнительном определении. Для начала примем фазы соответствующих сигналов $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_0$ известными. С помощью преобразования Фурье находим спектр сигнала и амплитуды гармоник, соответствующие несущей частоте Ω_n и частотам $\Omega_n \pm \Omega_1, \Omega_n \pm \Omega_2$. Коэффициент глубины модуляции находится из отношения амплитуд данных гармоник.

Результаты исследований представлены в виде кривых зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценки РГМ от объема выборки, соотношения сигнал – помеха $U^2/2\sigma^2$ и от самой величины оцениваемого параметра РГМ (рис. 1 – 4).

При изменении выборки сигнала видно, что даже при небольшом количестве выборки сигнала (400 – 500 отсчетов) оценка РГМ на уровне 0,001, т. е. находится в допустимых пределах с достаточным запасом точности. Как видно из рис. 2, при уменьшении соотношения сигнал-помеха оценка РГМ изменяется незначительно и на уровне 20 дБ равняется 0,0005, что на порядок выше допустимого значения.

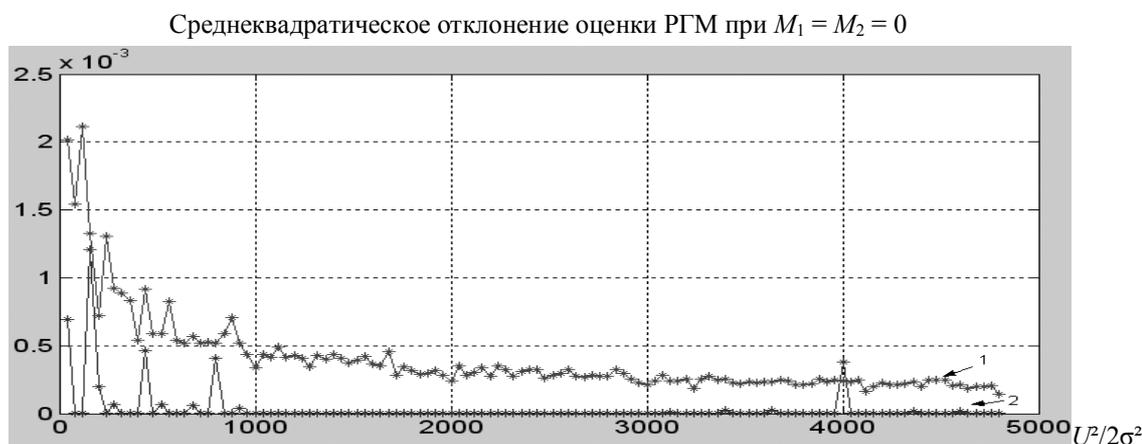


Рис. 1. Зависимость СКО оценки РГМ при изменении соотношения сигнал–помеха

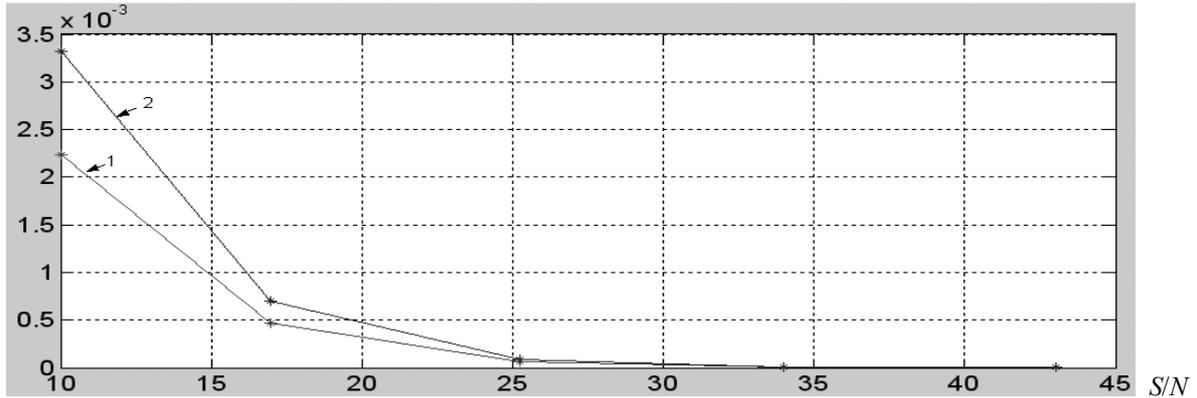
Среднеквадратическое отклонение оценки РГМ при $M_1 = M_2 = 0$ 

Рис. 2. Зависимость СКО оценки РГМ при изменении выборки принимаемого сигнала

Среднеквадратическое отклонение оценки РГМ

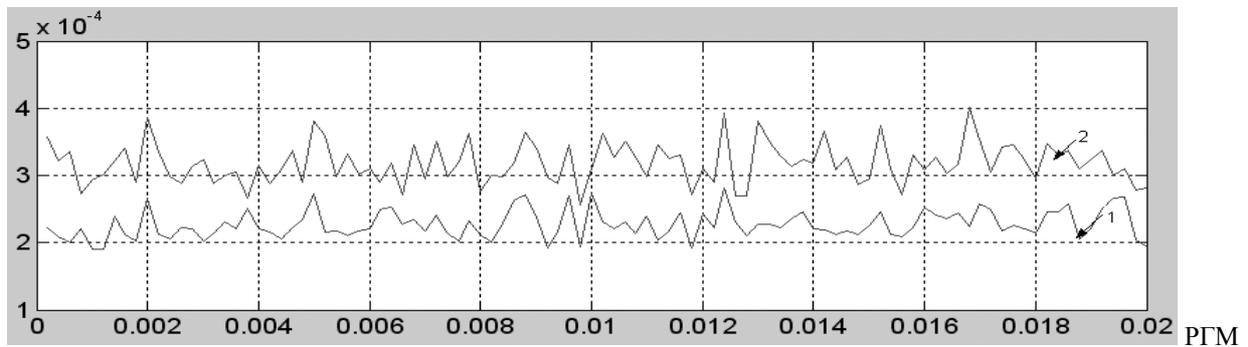


Рис. 3. Зависимость СКО оценки РГМ при изменении величины РГМ

Относительная погрешность оценки РГМ

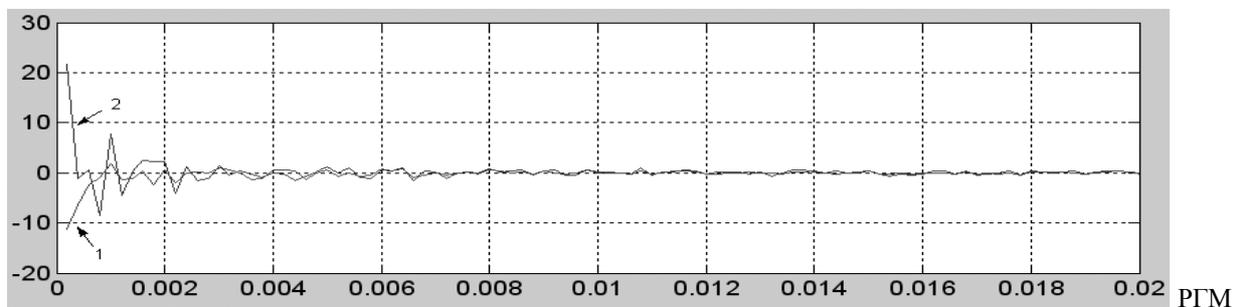


Рис. 4. Зависимость относительной погрешности оценки РГМ от величины РГМ

Таким образом, СКО оценки РГМ составляет не больше 0,0005 и соответственно не превышает допустимого значения. Это дает достаточный запас точности и основания использовать рассмотренные методы оценки РГМ при проектировании радиолокационных систем посадки.

Следует отметить, что СКО оценки РГМ, полученные с помощью метода максимального правдоподобия, меньше, чем при использовании Фурье-преобразования сигнала, однако требуют больших затрат времени и оперативной памяти для вычислений.

Выводы. Представлены методы оценки информативных параметров радиолокационных сигналов, которые имеют высокую точность и скорость вычисления. Предложен статистический подход к осуществлению цифровой обработки, а именно применение метода максимального правдоподобия с решением уравнения правдоподобия методом Ньютона–Рафсона для вычисления коэффициента модуляции сложных

гармонических сигналов. Также приведен метод оценки коэффициента модуляции радиотехнических сигналов, основанный на Фурье-преобразовании сигнала. Выполнено математическое моделирование процесса обработки информации. Получены результаты моделирования и проведен их анализ.

Список литературы

1. Прокопенко И. Г. Методи та засоби обробки сигналів. Оцінювання, виявлення, фільтрація: – К.: НАУ, 2003. – 200 с.
2. Турчак Л. И., Плотников П. В. Основы численных методов: Учеб. пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 304 с.
3. Корнильев Э. А., Прокопенко И. Г., Чуприн В. М. Устойчивые алгоритмы в автоматизированных системах обработки информации. – К.: Техніка, 1989. – 224 с.

І. Г. Прокопенко, А. О. Осіпчук

Алгоритми оцінювання коефіцієнта модуляції сигналів у навігаційно-посадкових системах

Запропоновано новий підхід до вирішення завдань оцінки різниці глибини модуляції за допомогою методу максимальної правдоподібності і на підставі Фурье-перетворення. Показано один з варіантів застосування розглянутого методу в бортових обчислювачах для оцінки різниці глибини модуляції сигналів радіолокацій наземних маяків системи інструментальної посадки ILS.

I. G. Prokopenko, A. A. Osipchuk

Algorithms estimation of modulation factor of radar-tracking signals in landing systems and navigation

The novel approach to an estimation of information parameters of signals based on maximum likelihood function method and method on the basis of Fourier-transform of is suggested. This method is applied for an estimation of a difference modulation depth of radar-tracking signals from beacons of instrumental landing system ILS. Research of these methods is conducted by a mathematical simulation.