

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.396.96

А.Н. Ковалев, Ф.Н. Ковалев

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗНАКА УГЛА В ФАЗОВЫХ ПЕЛЕНГАТОРАХ ПРОСВЕТНЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ

Рассматривается вопрос получения однозначных измерений угловой координаты в фазовом пеленгаторе просветной радиолокационной системы. Неопределенность в знаке угла возникает вследствие использования в приемниках пеленгатора амплитудного детектирования суммарного колебания, образуемого в результате интерференции прямой радиоволны от передатчика и радиоволны, рассеянной на цели. Предложены способы разрешения неоднозначности, основанные на анализе приращения во времени разности фаз продетектированных колебаний в разнесенных приемниках и на анализе приращения частоты продетектированных колебаний. В первом случае знак угла выбирается противоположным знаком приращения разности фаз продетектированных колебаний. Во втором случае, если частота уменьшается, то разность фаз дает верный знак угла, а если увеличивается, то знак угла следует сменить на противоположный.

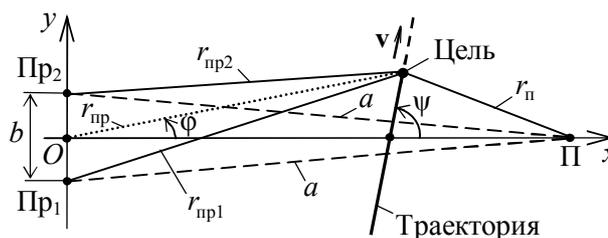
Ключевые слова: просветная радиолокация, фазовый пеленгатор, однозначность измерений угла, неманеврирующая цель, приращение разности фаз колебаний.

Введение. В просветных радиолокационных системах (РЛС) используется явление увеличения интенсивности рассеянного излучения, наблюдаемое при нахождении цели между передатчиком и приемником. Поскольку мощность рассеянного вперед поля практически не зависит от радиопоглощающих покрытий цели, то просветные РЛС являются эффективным средством обнаружения объектов, выполненных по технологии "Stealth" [1,2].

В просветных РЛС используют передатчики с монохроматическим излучением и приемники с амплитудным детектированием суммарного колебания, образуемого в результате интерференции прямой радиоволны от передатчика и радиоволны, рассеянной на цели [3-6]. Определение координат может быть произведено по результатам измерений доплеровской частоты и направления прихода рассеянного сигнала [2,5]. При этом вследствие узости зоны действия просветных систем в качестве основной модели движения цели рассматривают ее равномерное прямолинейное движение поперек отрезка, соединяющего пункты размещения передатчика и приемника [2,5,7].

Цель работы. Перспективным является построение просветных систем с фазовым пеленгатором [8]. В нем оценка угла может быть произведена путем сравнения фаз продетектированных колебаний в разнесенных приемниках. Однако амплитудное детектирование не позволяет получить информацию о знаке фазы колебаний и, как следствие, ведет к неоднозначности измерений угловых координат [3,4]. Целью настоящей работы является разработка способов устранения указанной неоднозначности.

Схема просветной РЛС. На рисунке показаны основные геометрические размеры просветной РЛС.



Геометрия просветной РЛС

Элементы системы размещены в плоскости xOy . Приемники $Пр_1$, $Пр_2$, образующие фазовый пеленгатор, расположены на оси Oy на расстоянии b друг от друга ($b < \lambda/2$, λ – длина волны излучения передатчика), центр отрезка между приемниками находится в начале системы координат (в точке O). Передатчик (Π) размещен на оси Ox на расстоянии a от каждого из приемников. Цель движется со скоростью $v = \text{const}$ в плоскости xOy , пересекая ось Ox под углом ψ , близким к 90° . На рисунке обозначено: r_n – расстояние от передатчика до цели; r_{np1} , r_{np2} и r_{np} – расстояния от приемников $Пр_1$, $Пр_2$ и от начала системы координат до цели; φ – угол, характеризующий направление на цель из начала системы координат относительно оси Ox , стрелкой показано положительное направление отсчета угла. Предполагается, что цель удалена от пеленгатора на расстояние, во много раз превышающее b ($r_{np1}, r_{np2} \gg b$), и поэтому разность дальностей до цели можно представить в виде:

$$r_{np1} - r_{np2} = l_1 - l_2 = b \sin \varphi, \quad (1)$$

$$l_1 = r_n + r_{np1}, \quad l_2 = r_n + r_{np2}.$$

Основные соотношения. Пусть передатчик излучает сигнал

$$u_n(t) = U_n \cos(2\pi f_n t - \theta_n),$$

где U_n , f_n , θ_n – амплитуда, частота и начальная фаза сигнала, t – время.

На вход каждого из приемников одновременно с прямым колебанием передатчика

$$u_{np}(t) = U_{np} \cos(2\pi f_n t - \theta_n - ka) \quad (2)$$

поступает рассеянный на цели сигнал

$$u_{cj}(t) = U_c \cos(2\pi f_n t - \theta_n - kl_j(t) - \theta_n), \quad (3)$$

где U_{np} , U_c – амплитуды, θ_n – сдвиг фазы при рассеянии, $k = 2\pi/\lambda$, $j = \overline{1,2}$ – номер приемника.

Если положить, что измерения угла φ производятся на относительно коротких временных интервалах, то за время единичного измерения доплеровские частоты в приемниках можно считать почти неизменными и слабо отличающимися друг от друга. Тогда с учетом $U_{np} \gg U_c$ переменную составляющую на выходе амплитудных детекторов приемников $Пр_1$, $Пр_2$ на i -м интервале измерения согласно (1), (2), (3) можно представить в виде [3,4]:

$$u_{ал1}(t) = U_{c1} \cos(2\pi f_{дi}(t-t_i) - kl_i - (1/2)kb \sin \varphi_i - \theta_n + ka), \quad (4)$$

$$u_{ал2}(t) = U_{c2} \cos(2\pi f_{дi}(t-t_i) - kl_i + (1/2)kb \sin \varphi_i - \theta_n + ka), \quad (5)$$

где l_i , $f_{дi}$ – значения дальности $l = r_n + r_{np}$ и доплеровской частоты, соответствующие моменту t_i начала интервала измерения, $l_i = l(t_i)$, $f_{дi} = f_{д}(t_i)$. Изменение доплеровской частоты от предыдущего интервала к последующему описывается зависимостью

$$f_{д}(t) = -\frac{1}{\lambda} \frac{dl(t)}{dt}.$$

Разность фаз протектированных колебаний (5) и (4):

$$\Delta\theta_i = kb \sin \varphi_i. \quad (6)$$

Очевидно, что результат вычисления разности фаз колебаний не изменится при смене знаков доплеровской частоты и угла φ в (4), (5) на противоположные. В рассматриваемой схеме приемников с амплитудным детектированием не удастся сохранить знак доплеровской частоты: колебания на выходе детекторов всегда воспринимаются с положительной частотой. То есть в случае фактического отрицательного знака доплеровской частоты сравнению подлежат фазы колебаний с противоположными знаками, что приводит к неверному знаку угла φ . Отсюда следует задача определения знака угла φ .

Правила разрешения неоднозначности угловых измерений. Для решения задачи можно предложить два подхода. Первый из них основан на предварительном определении знака доплеровской частоты: если знак частоты положительный ($f_{д} > 0$), то знак разности фаз протектированных колебаний (6) такой же, как и угла φ ; если же $f_{д} < 0$, то знак угла φ следует сменить на противоположный по отношению к знаку $\Delta\theta$.

Поскольку доплеровская частота $f_{д}(t)$ имеет убывающий характер, изменяясь от положительных (до пересечения целью оси Ox) к отрицательным значениям (после пересечения оси Ox), то по значениям частот протектированных колебаний на нескольких соседних интервалах измерения можно сделать вывод о ее знаке [4]. Так, если разность частот протектированного колебания в соседних (i и $i-1$) интервалах является отрицательной: $|f_{дi}| - |f_{дi-1}| < 0$, то доп-

леровская частота – положительная: $f_d > 0$. И наоборот, если $|f_{d1}| - |f_{d2}| > 0$, то $f_d < 0$.

В другом способе требуется оценить знак приращения разности фаз протектированных колебаний. Если сделанные последовательно измерения разности фаз соотносятся как

$$\Delta\theta_i > \Delta\theta_{i-1},$$

то цель находится в нижней полуплоскости: $\varphi < 0$. И наоборот, если

$$\Delta\theta_i < \Delta\theta_{i-1},$$

то $\varphi > 0$.

Для обоснования предлагаемых правил устранивания неоднозначности рассмотрим четыре возможные ситуации:

1) цель движется в верхней полуплоскости (см. рисунок), $y > 0$, приближаясь к оси Ox , $v_y < 0$ ($v_y = |v| \sin \psi$). В этом случае $f_d > 0$, угол φ – положительный ($\varphi > 0$) и уменьшается, т.е. согласно (6) $\Delta\theta_i < \Delta\theta_{i-1}$;

2) цель движется в области $y < 0$, удаляясь от оси Ox , $v_y < 0$. То есть цель уже пересекла ось Ox . В этом случае угол φ – отрицательный и продолжает убывать. Однако с учетом изменения знака доплеровской частоты (здесь $f_d < 0$) разность фаз протектированных колебаний будет увеличиваться со временем: $\Delta\theta_i > \Delta\theta_{i-1}$.

Аналогичным образом рассматриваются ситуации, когда цель движется из нижней полуплоскости в верхнюю ($v_y > 0$);

3) если цель не пересекла ось Ox ($y < 0$), то угол $\varphi < 0$ и увеличивается. Поскольку знак доплеровской частоты положителен, то и приращение разности фаз протектированных колебаний будет увеличиваться: $\Delta\theta_i > \Delta\theta_{i-1}$;

4) после пересечения целью оси Ox ($y > 0$) угол $\varphi > 0$ и увеличивается. Однако с учетом изменения знака доплеровской частоты ($f_d < 0$) получим $\Delta\theta_i < \Delta\theta_{i-1}$.

Повысить точность измерений угла и определения координат в радиолокаторе можно путем увеличения расстояния b между его приемниками [8]. При этом знак угла φ также легко определить исходя из правил, основанных на приращении разности фаз протектированных колебаний.

РЛС с измерением угловой скорости. Представленный материал будет неполным без рассмотрения правил определения знака угла в

просветных интерферометрических устройствах измерения угловых скоростей [7-9]. В них расстояние b между приемниками настолько велико, $b \gg \lambda/2$, что по разности доплеровских частот в приемниках Pr_1 , Pr_2 (см. рисунок)

$$f_{d1}(t) = -\frac{1}{\lambda} \frac{dl_1(t)}{dt} \quad \text{и} \quad f_{d2}(t) = -\frac{1}{\lambda} \frac{dl_2(t)}{dt}$$

можно оценивать как угловую скорость цели [7]

$$\omega(t) = d\varphi(t)/dt \approx -\frac{\lambda}{b} (f_{d1}(t) - f_{d2}(t)),$$

так и сам угол $\varphi(t)$ [8]

$$\sin \varphi(t) = -\frac{\lambda}{b} \int_{\tau}^t (f_{d1}(t) - f_{d2}(t)) dt,$$

где τ – момент пересечения целью оси Ox .

В подобных устройствах знаки доплеровских частот, как указывалось ранее, могут быть определены по приращению частот протектированных колебаний, а знак угла φ – по разности этих частот [9]. Рассматривая возможные ситуации с направлением движения цели, несложно установить, что если частота протектированного колебания в первом приемнике превосходит частоту во втором приемнике, т.е. $|f_{d1}(t)| > |f_{d2}(t)|$, то цель движется в верхней полуплоскости ($y > 0$) и $\varphi > 0$. Другое же соотношение – $|f_{d1}(t)| < |f_{d2}(t)|$ – является следствием движения цели в нижней полуплоскости ($y < 0$) и $\varphi < 0$.

Выводы. Полученные способы разрешения неоднозначности дают возможность конструировать различные фазовые устройства измерения угловых координат на основе пространственно разнесенных приемников с амплитудным детектированием суммарного колебания. Тем самым заметно увеличивается число способов построения просветных радиолокаторов и упрощаются схемы их практической реализации. Так, простейший просветный радар с однозначными измерениями угла и координат цели может быть сформирован всего из одного передатчика и двух разнесенных приемников.

Считаем своим приятным долгом поблагодарить члена-корреспондента РАН Кондратьева В.В. за поддержку работы.

Библиографический список

1. Уфимцев П.Я. Основы физической теории дифракции. М.: БИНОМ, 2011. 351 с.
2. Бляхман А.Б., Рунова И.А. Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружение объектов при радиолокации “на просвет” // Радиотехника и

электроника. 2001. Т. 46. № 4. С. 424-432.

3. Бляхман А.Б., Мякинков А.В., Рындык А.Г. Пространственно-временная обработка сигналов в бистатической просветной радиолокационной системе с антенной решеткой // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49. № 6. С. 707-712.

4. Способ определения направления на цель: пат. 2195683 Рос. Федерация: МПК⁷ G01S3/72, G01S3/74 / Бляхман А.Б., Самарин А.В., Ковалев Ф.Н., Рындык А.Г.; заявитель и патентообладатель Нижегород. науч.-исслед. ин-т радиотехники. – № 2000133054/09; заявл. 28.12.00; опубл. 27.12.02.

5. Ковалев А.Н., Ковалев Ф.Н. Точность определения параметров траектории цели в просветной бистатической радиолокационной системе // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 47. С. 58-62.

6. Чапурский В.В. Синтезированная теневая радиолокация в бистатической радиолокации // Радиотехника. 2009. № 3. С. 52-69.

7. Ковалев А.Н., Ковалев Ф.Н. Определение координат движущейся цели в просветной многопозиционной радиолокационной системе // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 4-1 (46). С. 46-49.

8. Ковалев Ф.Н., Кондратьев В.В. Фазовая пеленгация в системах радиолокации на просвет // Доклады Академии наук. 2014. Т. 455. № 4. С. 401-403.

9. Ковалев Ф.Н. Определение координат движущихся целей по измерениям доплеровской частоты в радиолокационных системах с обнаружением "на просвет" // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52. № 3. С. 331-339.

УДК 621.396.626

А.В. Ксендзов, Е.Н. Сурков

АНАЛИЗ И АППРОКСИМАЦИЯ ФОРМЫ АЗИМУТАЛЬНОГО СПЕКТРА МОЩНОСТИ

Рассмотрена зависимость параметров модели ММО системы от характера местности. На примере местности численным моделированием произведена оптимизация пространственной структуры ММО системы, достигнут теоретический выигрыш в отношении сигнал – шум 0,8 дБ.

Ключевые слова: ММО, пространственная структура, азимутальный спектр мощности, вероятность ошибки, помехоустойчивость.

Введение. Системы на основе ММО (Multiple-Input Multiple-Output) технологий в среднем обеспечивают увеличение помехоустойчивости линии связи [1], однако в частных случаях существенное влияние на помехоустойчивость ММО систем оказывает пространственная корреляция между сигналами в приемных антеннах [2]. В свою очередь, пространственная корреляция зависит от взаимного расположения антенн, определяющего пространственную структуру (ПС) ММО системы, а также от характера местности на пути распространения сигнала. Показано [2], что оптимизация ПС может обеспечить выигрыш в отношении сигнал – шум (ОСШ) на приемнике, тем самым повысив помехоустойчивость ММО системы. Для оптимизации ПС численным моделированием требуется описание ММО системы, включая влияние характера местности, с помощью достоверной и одновременно компактной математической модели.

Цель работы – обзор математических моделей ММО систем, оценка выигрыша в помехоустойчивости модельной ММО системы на кон-

кретном примере.

Обзор моделей ММО систем. На практике используют два основных типа моделей: статистические и геометрические (физические). Достоинствами статистических моделей являются компактность и скорость моделирования при высокой точности канальных характеристик. Недостатком статистических моделей является невозможность моделирования задержки распространения сигнала и доплеровского эффекта. Геометрические модели позволяют учесть задержку и доплеровский эффект, однако для их построения требуется большой массив данных о конкретной местности, кроме того, на моделирование требуется существенное время [3, 4]. Следовательно, в ситуациях, когда скорость перемещения мобильной станции (МС) относительно базовой станции (БС) невысока, целесообразно использовать статистическую модель, что снимает проблему точного оценивания данных местности и обеспечивает экономию вычислительных ресурсов [1, 3].

В статистических моделях предполагается, что сигнал, принимаемый массивом антенн,

складывается из независимо замирающих элементарных сигналов, распределенных в плоскости азимута и имеющих мощность пропорционально функции азимутального спектра мощности (АСМ) $p(\theta)$ [4], нормированную так, что

$$\int_0^{2\pi} p(\theta) d\theta = 1. \quad (1)$$

Форма АСМ определяется характером местности. Для детального определения АСМ в статистических моделях вводится понятие кластера – одиночного или группового отражателя сигнала, находящегося в дальней зоне массива антенн [4]. В различных условиях модель может использовать до нескольких кластеров, и АСМ моделируемой ММО системы является суперпозицией функций АСМ отдельных кластеров:

$$p_{\Sigma}(\theta) = \sum_{k=1}^{N_c} p_{0k} \cdot p_k(\theta). \quad (2)$$

Здесь N_c – количество кластеров, p_{0k} – весовые коэффициенты, удовлетворяющие условию $\sum_{k=1}^{N_c} p_{0k} = 1$ для обеспечения нормировки (1), $p_k(\theta)$ – АСМ k -го кластера:

$$p_k(\theta) = \begin{cases} f_k(\theta), & \theta \in \left[\theta_{0k} - \frac{\Delta_k}{2}, \theta_{0k} + \frac{\Delta_k}{2} \right], \\ 0, & \theta \notin \left[\theta_{0k} - \frac{\Delta_k}{2}, \theta_{0k} + \frac{\Delta_k}{2} \right], \end{cases} \quad (3)$$

где θ_{0k} – угол прихода сигнала, отраженного от k -го кластера, к массиву антенн; Δ_k – ширина усечения аппроксимирующей функции $f_k(\theta)$. Выбор данной функции также обусловлен характером местности. В статистических моделях используются следующие виды аппроксимации [4].

1. Функция Лапласа:

$$f_k(\theta) = \left[1 - e^{-\frac{\Delta_k}{\sqrt{2}\sigma_{\varphi k}}} \right]^{-1} \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{\varphi k}} e^{-\frac{\sqrt{2}|\theta - \theta_{0k}|}{\sigma_{\varphi k}}}. \quad (4)$$

2. Гауссова функция:

$$f_k(\theta) = \left[1 - 2Q\left(\frac{\Delta_k}{2\sigma_{\varphi k}}\right) \right]^{-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\varphi k}} e^{-\frac{(\theta - \theta_{0k})^2}{2\sigma_{\varphi k}^2}}, \quad (5)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$.

3. Равномерная функция:

$$f_k(\theta) = \frac{1}{\Delta_k}. \quad (6)$$

В формулах (4), (5) $\sigma_{\varphi k}$ – угловая расходимость, также определяемая из условий местности:

$$\sigma_{\varphi k} \approx \arcsin \frac{R}{L}, \quad (7)$$

где L – расстояние между БС и МС, R – зависящий от высоты расположения БС и МС средний радиус удаленной группы кластеров, в районе которых находится МС [2].

Параметры статистических моделей, наилучшим образом описывающие распространенные на практике ситуации, получены исследовательскими группами по заказу фирм-производителей телекоммуникационного оборудования и опубликованы в литературе. В частности, в [3] приводятся данные о применении существующих моделей АСМ при моделировании ММО системы для различных характеров местности, а в [5] – о количестве кластеров, используемом для описания данной системы. Данная информация сведена в таблицу 1.

Таблица 1

Характер местности	Аппроксимирующая функция		Число кластеров
	Базовая станция	Мобильная станция	
Макросотовый (большие открытые пространства)	Усеченная Лапласа	Равномерная	до 6
Микросотовый (здание, большой офис)	Усеченная Гауссова	Равномерная	до 4
Пикосотовый (небольшой офис)	Равномерная	Равномерная	1

Оптимизация пространственной структуры ММО системы. Оптимизация проведена численным моделированием с использованием алгоритмов, обеспечивающих декорреляцию сигналов в приемных антеннах [2]. В качестве

примера рассмотрена система из трех ненаправленных по азимуту антенн, размещенных на вышке БС сотовой связи. С использованием карты местности и данных из таблицы 1 сформированы отражающие кластеры, параметры которых

приведены в таблице 2.

Таблица 2

№ k	Тип класт.	Вес ρ_{0k}	Угол прих. θ_{0k}	Усеч. Δ_k	Угл. расх. $\sigma_{\varphi k}$	Примечание
1	Лаплас	10	30°	20°	70°	Абонент (МС)
2	равном.	3	60°	20°	-	Лаб. корпус
3	равном.	5	110°	20°	-	Глав. корпус
4	равном.	4	150°	20°	-	«Спектр»
5	Гаусс	12	260°	180°	60°	Парк
6	равном.	20	-	360°	-	Фон

На основе данных из таблицы 2 по выражениям (2) – (6) сформирован АСМ для БС, расположенной на вышке, при определенном местонахождении абонента с МС (рисунок 1).

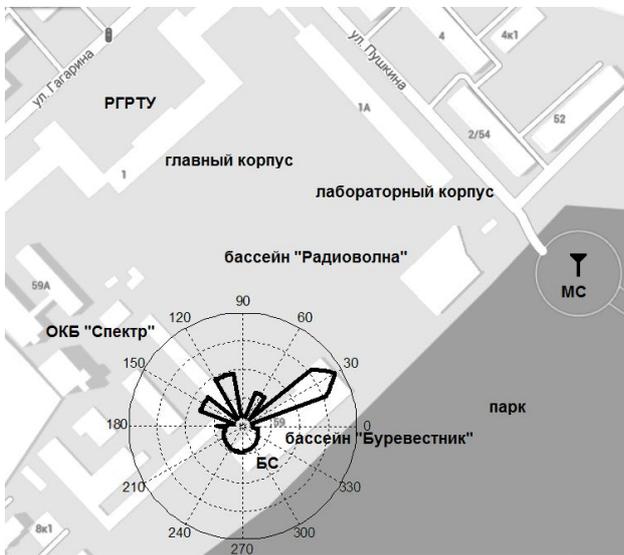


Рисунок 1 – Азимутальный спектр мощности базовой станции

Пространственная корреляция сигналов в паре антенн, ПС и АСМ ММО системы однозначно связаны выражением [2, 4]:

$$\rho(d, \theta) = \int_{-\pi}^{\pi} p(\theta) \exp\left(j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta\right) d\theta, \quad (8)$$

где (d, θ) – полярные координаты одной антенны относительно другой, задающие ПС двухантенного подмассива, $\rho(d, \theta)$ – коэффициент корреляции сигналов в паре антенн, λ – длина волны.

Полученная с помощью оптимизационных алгоритмов [2] оптимальная ПС трехантенного массива при заданном АСМ приведена на рисунке 2, а. Для анализа эффективности алгоритма проведено сравнение характеристик помехоустойчивости ММО системы с оптимальной ПС и ММО системы в аналогичных условиях (рисунок 1), ПС которой представляет собой полу-

волновую антенную линейку (рисунок 2, б), рекомендованную к использованию консорциумом 3GPP [5].

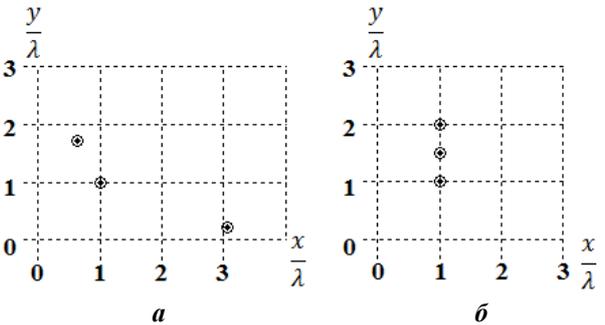


Рисунок 2 – Оптимальная (а) и стандартная (б) пространственные структуры базовой станции

Характеристики помехоустойчивости представлены на рисунке 3 в виде зависимостей вероятности приема ошибочного бита BPSK сигнала от отношения сигнал – шум.

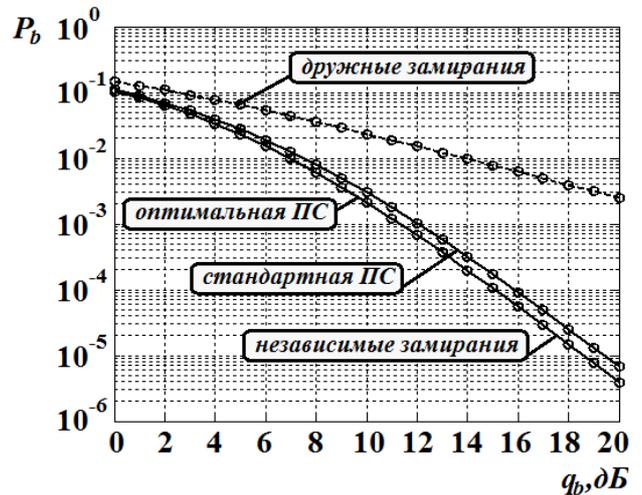


Рисунок 3 – Зависимости вероятностей битовой ошибки от отношения сигнал – шум

Согласно полученным результатам применение в рассматриваемой ММО системе стандартной полуволновой линейки в качестве ПС БС обеспечивает вероятность ошибки на бит $P_b = 10^{-3}$ для BPSK сигнала при ОСШ $q_b = 12.1$ дБ, в то время как применение оптимальной ПС обеспечивает $P_b = 10^{-3}$ при $q_b = 11.3$ дБ. При этом последнее значение ОСШ приближается к случаю полной декорреляции сигналов в антеннах на сотые доли дБ. Таким образом, в рассматриваемом примере благодаря оптимизации ПС обеспечивается практически полная декорреляция сигналов, а выигрыш в помехоустойчивости составляет 0.8 дБ.

Заключение. Проведенный обзор моделей распространения сигнала в ММО системах, а также применение выбранной модели на конкретном примере позволяют сделать следующие выводы.

1. Для составления геометрических моделей требуется большой массив исходных данных, а также проведение измерений на местности для их получения. Статистические модели являются компактными, рекомендуемые параметры аппроксимации для них опубликованы в литературе. Для составления многокластерной статистической модели достаточно иметь спутниковый снимок или карту местности. Вышесказанное делает статистические модели ММО систем привлекательными для имитационного численного моделирования.

2. Статистическая модель может быть использована для определения оптимальной пространственной структуры ММО системы при конкретном местонахождении БС и абонента, что позволяет эффективно декоррелировать принимаемые сигналы и тем самым повысить помехоустойчивости системы. В случае одновременной работы БС с несколькими абонентами оптимизация должна производиться по усредненной функции АСМ, учитывающей статистическую вероятность местонахождения абонентов в зоне действия БС.

Работа выполнена в рамках государственного задания № 2014/178.

Библиографический список

1. Николаев Е. Тестирование ММО-систем: решения компании Agilent // Первая миля. 2011. № 1. С. 38-44.

2. Паршин Ю.Н., Ксендзов А.В. Влияние пространственной корреляции на эффективность оптимизации пространственной структуры многоантенной системы при разнесенном приеме // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2006. № 19. С. 54-62.

3. Hua Li, Jing Bai, Shujian Liao, Juanping Wu Simulation Models for MIMO Wireless Channels // TELKOMNIKA. 2013. Vol. 11, No 1. P. 158-166.

4. Schumacher L., Pedersen K., Mogensen P. From Antenna Spacings to Theoretical Capacities – Guidelines for Simulating MIMO Systems // Proceedings of 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2002. Lisbon, Portugal, 15-18 Sept. 2002. Vol. 2. P. 587-592.

5. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Spacial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations, 3GPP TR 25.996 V6.1.0 (2003-09).

УДК 621.391

О.М. Шинкарук, В.Р. Любчик, М.О. Лантвойт

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ СПЕКТРОМ И МИНИМАЛЬНЫМ ПИК-ФАКТОРОМ

Показаны результаты исследований зависимости пик-фактора от начальных фаз спектральных составляющих сигнала. Предложен алгоритм нахождения начальных фаз спектральных составляющих сигнала с прямоугольной огибающей спектра и минимальным пик-фактором. Предложено для нахождения множества начальных фаз изменять начальные фазы вдоль линии минимумов пик-фактора в соответствии с адаптивным методом.

Ключевые слова: пик-фактор, сигнал с прямоугольным спектром, задача Мандельштама, начальная фаза, график функции.

Введение. Для решения задач передачи информации, определения параметров каналов связи, радиолокации одним из наилучших сигналов является сигнал с прямоугольным спектром вида $\text{sinc}(x)$ [1,2]. В общем случае такие сигналы непериодические, что затрудняет их техническую реализацию. В работах [3,4] предложено взять часть сигнала и периодически повторять. Такой подход позволяет с минимальными вычислительными затратами формировать сигналы с прямоугольным спектром, но такой сигнал имеет максимальное значение пик-фактора, что существенно ограничивает возможности его приме-

нения с энергетической точки зрения. Задаче нахождения математической модели сигнала с прямоугольной огибающей спектра и минимальным пик-фактором посвящен ряд работ [5,6]. Однако решение минимаксной задачи в общем виде не найдено. Есть несколько частных решений для сигналов с количеством спектральных составляющих не больше шести. Для преодоления проблемы формирования сигнала с прямоугольным спектром предложен ряд методов [7], которые не дают оптимального значения пик-фактора.

Цель работы – исследование зависимости

пик-фактора сигнала с прямоугольной огибающей спектра и начальных фаз спектральных составляющих; разработка алгоритма адаптивного нахождения множества начальных фаз сигнала, при котором наблюдается минимальное значение пик-фактора.

Теоретическая часть. В общем случае сигнал с прямоугольной огибающей спектра можно описать математическим выражением:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N \cos(i\omega t - \varphi_i), \quad (1)$$

где φ_i – начальная фаза гармоники; ω – круговая частота первой гармоники; t – время; N – количество гармоник. Амплитуда всех гармонических составляющих равна единице.

Как показано в работе [7], изменением начальных фаз гармоник можно варьировать значение пик-фактора сигнала. Так, при нулевых начальных фазах сигнал, который состоит из пяти гармоник, представляет собой периодическую функцию $\text{sinc}(x)$ [1,2].

При изменении начальных фаз на $\pi/16$ форма сигнала изменяется, что приводит к уменьшению пик-фактора. Изменение формы сигнала проявляется в том, что локальные максимумы увеличиваются, а максимальное значение функции уменьшается (рисунок 1).

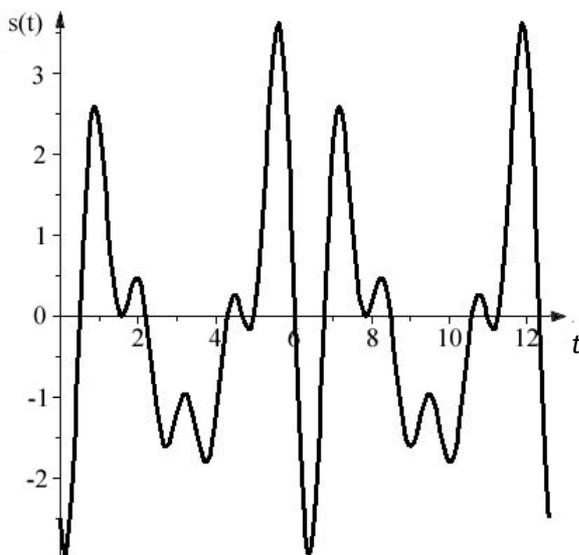


Рисунок 1 – Изменение формы сигнала $s(t)$ при изменении начальных фаз на $\pi/16$

Для нахождения особенностей изменения пик-фактора в результате изменения начальных фаз гармоник сигнала проведён полный перебор начальных фаз и вычисление пик-фактора. В результате был получен следующий результат. При двух гармониках есть два множества начальных фаз, при которых наблюдается мини-

мум пик-фактора. Это значения $\pi/2$ и $3\pi/2$ для второй гармоники. Первая во всех случаях имеет нулевое значение начальной фазы. При большем количестве гармоник есть четыре множества начальных фаз, при которых наблюдается минимум пик-фактора. Для трёх гармоник все значения начальных фаз представлены в таблице.

Множества начальных фаз при трех гармониках

	φ_{i3}°	$123,5^\circ$	$236,5^\circ$
φ_{i2}°	16°	1,977	1,617
	164°	1,617	1,977
	196°	1,977	1,617
	344°	1,617	1,977

В общем случае на трехмерной зависимости пик-фактора от значений начальных фаз для сигнала $s(t)$ для трёх гармоник есть шесть локальных минимумов, но среди них только четыре имеют наименьшее значение. Все значения минимумов соединяются линиями минимумов пик-факторов. Эта линия соединяет минимальные значения пик-факторов в разрезе по одной начальной фазе. Отметим, что эта линия не монотонная, а осциллирующая. В окрестностях одного из минимумов график линии представлен на рисунке 2.

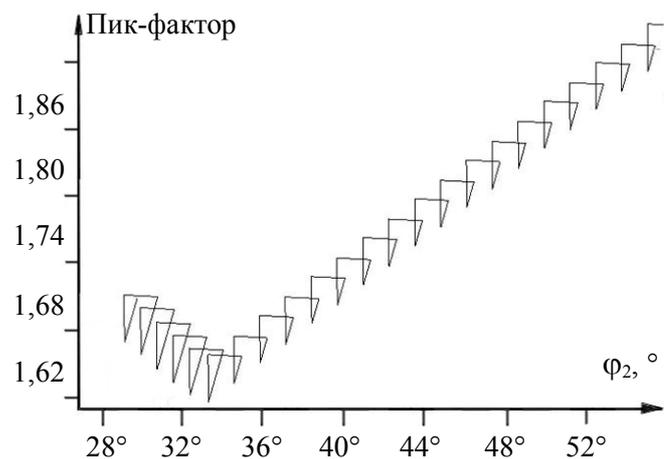


Рисунок 2 – График изменения линии минимумов пик-факторов в окрестности минимума

Найденные особенности изменения пик-факторов распространяются и на любое другое количество гармоник в спектре сигнала, но при этом изменяется количество локальных минимумов и среди них есть только четыре множества, отвечающих наименьшему значению.

Осциллирующий характер линии пик-факторов обуславливает сложность в определе-

нии наименьшего значения. Поэтому предлагается определять тренд линии. Для его нахождения оценивается коэффициент регрессии в некотором диапазоне значений, количество которых будет рассмотрено ниже. При изменении значения с положительного на отрицательное или наоборот можно принимать решение о нахождении минимального значения. Математическое моделирование показало, что достаточно использовать от 6 до 10 значений. Наилучшим с точки зрения вычислительных затрат является использование 8 значений.

Таким образом, алгоритм нахождения множества начальных фаз для сигнала состоит из следующих этапов. Первый этап – нахождение начальной фазы для минимума пик-фактора при изменении значения начальной фазы только одной гармоники. Второй этап состоит в изменении начальной фазы следующей гармоники на небольшое значение. Целесообразным является прирост значения на один градус, так как при таком шаге приращения фазы нет пропуска изменения пик-фактора и количество шагов n алгоритма невелико. Меньшее значение прироста фазы приводит к неоправданному увеличению вычислений. Изменение шага в два раза изменяет количество шагов в 2^n раз. Большее значение шага приводит к увеличению ошибки в определении минимумов. Изменяя значение начальной фазы следующей гармоники на один градус, находим минимум пик-фактора, используя как начальную величину для поиска минимума начальные фазы для предыдущих гармоник, найденные на первом этапе. На втором этапе проводится нахождение еще семи значений минимумов. По этим значениям находим коэффициент регрессии. Повторяем процесс нахождения минимального значения пик-фактора при изменении начальной фазы следующей гармоники, используя начальное значение для поиска минимума начальной фазы для предыдущей гармоники, найденное на прошлом шаге этапа. При изменении знака коэффициента регрессии на противоположный делается вывод о нахождении минимального значения. Следующий этап – изменение начальной фазы следующей гармоники на небольшое значение. Далее повторяем второй этап до нахождения минимального значения. Следующие этапы аналогичны предыдущим. Количество этапов определяется количеством гармоник в спектре сигнала.

Сравнение количества шагов при нахождении множества начальных фаз сигнала с прямоугольным спектром показывает следующее. При полном переборе всех начальных фаз с шагом в один градус необходимо 360^N шагов, где N –

количество гармоник. При использовании предложенного адаптивного алгоритма необходимо $N \cdot 360$. Как показало математическое моделирование, для нахождения множества начальных фаз для сигнала из двух гармоник тратится 90 мс, из трех гармоник – 16,2 с; четырех – 48 мин; пяти – 6 суток. При попытке найти множество начальных фаз для сигнала из шести гармоник необходимо 30 суток. Дальнейшее увеличение количества гармоник еще больше увеличивает время нахождения множества. При использовании адаптивного алгоритма время нахождения множеств колеблется от единиц до десятков минут. Для вычислений использовался компьютер с процессором Pentium Celeron 2,4 ГГц.

В результате работы программы, разработанной по адаптивному алгоритму, найдено множество начальных фаз для сигнала, состоящего из шести гармоник. Полученное множество следующее: $\varphi_{i2} = 73^\circ$, $\varphi_{i3} = 238^\circ$, $\varphi_{i4} = 332^\circ$, $\varphi_{i5} = 255^\circ$, $\varphi_{i6} = 132^\circ$. На рисунке 3 представлен график сигнала $s(t)$.

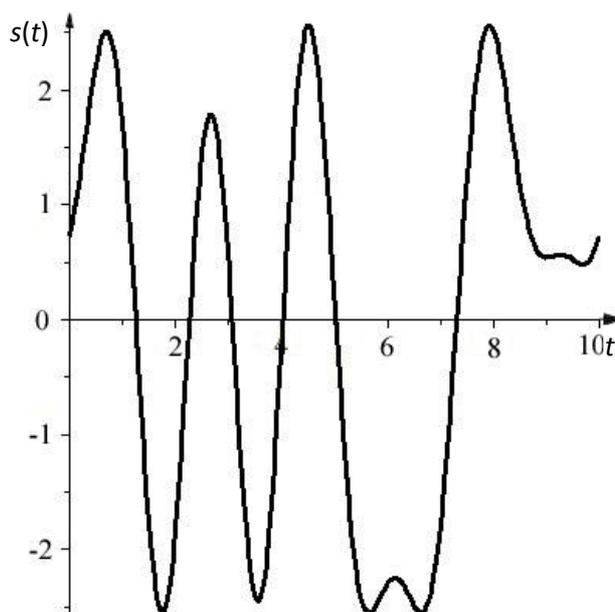


Рисунок 3 – Сигнал $s(t)$ при шести гармониках

Заключение. В статье предложен алгоритм нахождения множества начальных фаз сигналов с прямоугольной огибающей амплитудного спектра, при котором наблюдается минимальное значение пик-фактора. Алгоритм позволяет существенно сократить время нахождения множеств начальных фаз для любого количества гармоник в спектре сигнала. Полученные сигналы можно применять для решения различных задач радиолокации, измерения параметров каналов связи, передачи информации. При этом потенциальные энергетические характеристики

таких сигналов имеют преимущество перед существующими моделями сигналов с прямоугольным спектром.

Таким образом, время нахождения множества начальных фаз гармоник сигнала с прямоугольной огибающей спектра и минимальным пик-фактором существенно сокращается. Так, для сигнала, состоящего из шести гармоник, время поиска составило 0,9 с, что в 2,88 млн раз меньше, чем при использовании алгоритма полного перебора с шагом в 1 Гц.

С другой стороны, энергетический выигрыш составляет около 2,6 раза для сигнала, состоящего из шести гармоник. При увеличении числа гармоник в сигнале энергетический выигрыш увеличивается.

Библиографический список

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. — М.: Высшая школа, 1988. — 448 с.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и

сигналы. — 4-е изд., перераб. — М.: Радио и связь, 1986. — 512 с.

3. Любчик В.Р. Исследования и анализ некоторых особенностей сигналов типа $\text{SIN}(X)/X$ // Измерительная и вычислительная техника в технологических процессах (Технологический университет Подолья, г. Хмельницкий). — 1997. — №2. — С. 93-96.

4. Троцишин И.В. Применение измерительных сигналов с прямоугольной огибающей спектра для задач измерения и контроля каналов связи// И.В. Троцишин, В.Р. Любчик// Вестник Технологического университета Подолья. — 2000. — №1. — С. 135 - 138.

5. Демьянов В.Ф., Малоземов В.Н. Введение в минимакс. Москва, — 1972. — 368 с.

6. Чебышев П.Л. Вопросы о наименьших величинах, связанных с приближенным представлением функций, Собр. соч. — Т.2. — Изд. АН СССР, 1947. — С. 151 -238.

7. Абдуллаев Д.А., Левенталь И.Я. Контроль и измерение частотных характеристик каналов систем передачи сообщений. — Ташкент: Фан, 1989. — 120 с.

УДК 621.396

В.А. Белокуров

ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТА ПРИ НИЗКОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ-ШУМ

Рассмотрен вопрос применения гауссовского парциального фильтра в задаче обнаружения объекта при низком отношении сигнал-шум. Показано, что при отношении сигнал-шум 13 дБ (на входе алгоритма) вероятность правильного обнаружения составляет 0,8 на 16-м обзоре.

Ключевые слова: обнаружение, низкое отношение сигнал-шум.

Введение. Для повышения вероятности обнаружения объекта с низким отношением сигнал-шум в когерентно-импульсных радиолокационных системах применяют длительное когерентное накопление отражённого сигнала [1]. При этом время накопления ограничивается интервалом когерентности зондирующего сигнала [1] и составляет, как правило, не более 400 мс [1].

Дальнейшее повышение вероятности правильного обнаружения возможно при межобзорном накоплении отраженного сигнала с использованием алгоритмов, которые учитывают изменение параметров движения между обзорами. Можно отметить алгоритмы, основанные на применении аппарата парциальной фильтрации [1] и вычислении вероятности обнаружения траектории. Основными недостатками подобного подхода являются:

- малый анализируемый диапазон в области значений вектора измерений (20 на 20 ячеек [1]);
- необходимость априорного задания вероятностей наличия и отсутствия объекта в анализируемой области (как правило, 0,1 и 0,1 [1]);
- существенные вычислительные затраты при реализации. Число парциальных фильтров, как правило, десятки тысяч. Кроме того, требуется операция периодической пересортировки фильтров [1].

С учётом указанных особенностей алгоритмов парциальной фильтрации актуальным является вопрос синтеза алгоритма обнаружения объекта с малым отношением сигнал-шум, свободного от указанных особенностей.

Цель работы — синтез алгоритма обнаружения объекта с малым отношением сигнал-шум в широком диапазоне значений входного сигнала при межобзорном накоплении отражённого

сигнала. Исследование эффективности предлагаемого алгоритма.

Постановка задачи. Введём вектор состояния движения объекта $\mathbf{x} = [x \ \dot{x} \ y \ \dot{y}]^T$, который соответствует координатам объекта и скорости их изменения. Модель динамики описывается уравнением:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{v}_k,$$

где \mathbf{v}_k — шум процесса с нормальным законом распределения $N(0, \mathbf{Q})$; $N(\mathbf{z}; \mathbf{x}, \mathbf{S})$ — гауссовская плотность распределения вероятностей. Матрица динамики \mathbf{F} имеет вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где T — период обзора, матрица \mathbf{Q} имеет вид:

$$\mathbf{Q} = q \begin{bmatrix} \frac{T^3}{3} & \frac{T^2}{2} & 0 & 0 \\ \frac{T^2}{2} & T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{T^3}{3} & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 0 & \frac{T^2}{2} & T \end{bmatrix},$$

где q — дисперсия шума процесса.

Измерения \mathbf{z}_k представляют собой матрицу размерностью $N_x \times N_y$ с элементами $z_k^{(i,j)}$, $i=0, \dots, N_x-1, j=0, \dots, N_y-1$. С учётом гипотезы H_1 (наличие объекта) и гипотезы H_0 (отсутствие объекта) измерения $z_k^{(i,j)}$ представляются в виде:

$$\begin{matrix} H_1 : z_k^{(i,j)} = h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k) + n_k^{(i,j)} \\ H_0 : z_k^{(i,j)} = n_k^{(i,j)} \end{matrix},$$

где $n_k^{(i,j)}$ — шум измерений, имеющий релеевский закон распределения с дисперсией σ_n^2 .

Функция $h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k)$ имеет вид [1]:

$$h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k) = A \exp\left(-\frac{(idx - \mathbf{x}_{k0})^2}{dx} - \frac{(idy - \mathbf{x}_{k1})^2}{dy}\right),$$

где A — амплитуда сигнала; dx — ширина канала по координате x ; dy — ширина по координате y .

Измерения \mathbf{z}_k представляют собой отсчёты амплитудного спектра. Функция плотности распределения вероятностей элементов $z_k^{(i,j)}$ при

гипотезе H_1 — Релея—Райса, а при гипотезе H_0 — Релея [2]:

$$\begin{aligned} p(z_k^{(i,j)} | h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k), H_1) &= \frac{z_k^{(i,j)}}{\sigma_n^2} I_0\left(\frac{z_k^{(i,j)} h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k)}{\frac{\sigma_n^2}{2}}\right) \\ &\exp\left(-\frac{(z_k^{(i,j)})^2 + (h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k))^2}{\sigma_n^2}\right), \\ p(z_k^{(i,j)} | H_0) &= \frac{z_k^{(i,j)}}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{(z_k^{(i,j)})^2}{\sigma_n^2}\right), \end{aligned}$$

где $I_0()$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Метод решения. В работе [3] доказана теорема, позволяющая численно аппроксимировать отношение правдоподобия:

$$L(\mathbf{z}_{k \dots k+l-1}) = \frac{1}{N_f^l} \frac{\prod_{j=k}^{k+l-1} \sum_{i=0}^{N_f-1} (\bar{\omega}_j^{(i)})}{\prod_{j=k}^{k+l-1} p(z_j | H_0)}, \quad (1)$$

где N_f — число парциальных фильтров, используемых для аппроксимации функции правдоподобия при гипотезе H_1 ; l — количество обзоров, информация с которых используется при формировании отношения правдоподобия $L(\mathbf{z}_{k \dots k+l-1})$; $\bar{\omega}_j^{(i)}$ — ненормированные веса парциальных фильтров, вычисленных на основе функции правдоподобия $p(z_k^{(i,j)} | h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k), H_1)$.

Для вычисления ненормированных весов предлагается использовать гауссовский парциальный фильтр [4], основным достоинством которого является отсутствие этапа пересортировки парциальных фильтров. Гауссовский парциальный фильтр отличается от известных аппроксимацией априорной плотности распределения вероятностей при рекуррентном вычислении формулы Байеса гауссовской кривой [4]:

$$p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_k) = C p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k) N(\mathbf{x}_k; \mathbf{m}_k, \mathbf{\Sigma}_k),$$

где C — нормировочная константа; $\mathbf{m}_k, \mathbf{\Sigma}_k$ — вектор математических ожиданий оценок и матрица ковариаций оценок элементов вектора состояния \mathbf{x}_k ; $p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k)$ — функция правдоподобия.

Алгоритм гауссовской парциальной фильтрации состоит из следующих этапов:

1) этап инициализации:

- на начальном этапе инициализации задаются начальные значения математического ожидания \mathbf{m}_0 и начальное значение ковариации $\mathbf{\Sigma}_0$;

2) этап экстраполяции:

- формирование выборки случайных величин с

законом распределения $N(\mathbf{x}_{k-1}; \mathbf{m}_{k-1}, \Sigma_k)$, обозначенные как $\{\mathbf{x}_{k-1}^{(j)}\}_{j=0}^{N_f-1}$,

- формирование выборки $\{\mathbf{x}_k^{(j)}\}_{j=0}^{N_f-1}$ случайных величин с законом распределения отсчётов $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1})$,

- вычисление математического ожидания и ковариации выборочных данных вектора состояния:

$$\mathbf{m}_k = \frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N_f-1} \mathbf{x}_k^{(i)},$$

$$\Sigma_k = \frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N_f-1} (\bar{\mathbf{m}}_k - \mathbf{x}_k^{(i)})(\bar{\mathbf{m}}_k - \mathbf{x}_k^{(i)})^T;$$

3) этап фильтрации:

- формирование выборки $\{\mathbf{x}_k^{(j)}\}_{j=0}^{N_f-1}$ случайных величин с законом распределения $\pi(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_k)$,

- вычисление весов парциальных фильтров на основе функции правдоподобия

$$\bar{\omega}_k^{(j)} = p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k^{(j)}),$$

- нормировка весов

$$\omega_k^{(j)} = \frac{\bar{\omega}_k^{(j)}}{\sum_{i=0}^{N_f-1} \bar{\omega}_k^{(i)}};$$

4) этап вычисления математического ожидания отфильтрованных оценок и их ковариаций:

$$\mathbf{m}_k = \sum_{i=0}^{N_f-1} \omega_k^{(i)} \mathbf{x}_k^{(i)}$$

$$\Sigma_k = \sum_{i=0}^{N_f-1} \omega_k^{(i)} (\bar{\mathbf{m}}_k - \mathbf{x}_k^{(i)})(\bar{\mathbf{m}}_k - \mathbf{x}_k^{(i)})^T.$$

Следующий важный шаг в синтезе предлагаемого алгоритма заключается в выборе значений \mathbf{m}_0 и Σ_0 .

В работе предлагается ввести многоканальность в области значений вектора \mathbf{x}_k . Начальные значения \mathbf{m}_0 и Σ_0 соответствуют узлам сетки

$$\{idx, jdy\}_{i=0}^{N_x-1}, \quad j=0, \dots, N_y-1.$$

Предлагаемый алгоритм обнаружения цели с низким отношением сигнал-шум, реализующий вычисление отношения правдоподобия (1), показан на рисунке 1.

На рисунке 1 введены следующие обозначения: ОМШ — блок оценки мощности шума; ОП — блок вычисления отношения правдоподобия (1); ГПФ — блок гауссовской парциальной

фильтрации; ПУ — пороговое устройство. Вектор отсчётов амплитудного спектра поступает в блок оценки мощности шума, что связано с необходимостью использования оценки данного параметра при вычислении функции правдоподобия в блоке гауссовской парциальной фильтрации. В блоке ГПФ вычисляется апостериорная плотность распределения вероятностей $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{z}_k)$, и формируются значения функции правдоподобия $p(z_k^{(i,j)} | h_k^{(i,j)}(\mathbf{x}_k), H_1)$ в точках $\{\mathbf{x}_k^{(j)}\}_{j=0}^{N_f-1}$, что позволяет использовать выражение:

$$p(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k, H_1) \cong \frac{1}{N_f} \sum_{j=0}^{N_f-1} \omega_k^{(j)} \delta(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^{(j)}),$$

где $\delta()$ — дельта-функция.

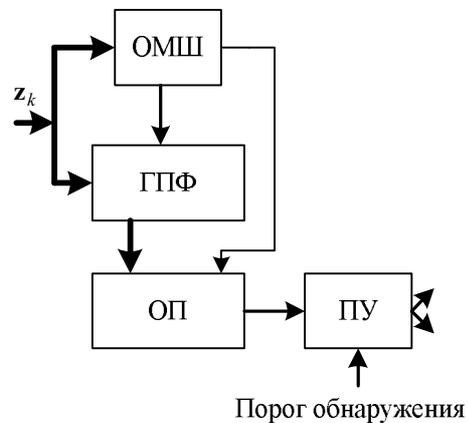


Рисунок 1 – Структурная схема предлагаемого алгоритма

Исследование эффективности. Анализ эффективности предлагаемого алгоритма проведён методом имитационного моделирования при следующих параметрах:

- $N_x=N_y=20$;
- начальное значение вектора состояния $\mathbf{x}_k^T = \{5, 0,1, 5,2, 0,4\}$;
- период обзора $T = 1$ с;
- начальные значения вектора математических ожиданий оценок $\mathbf{m}_0^T = \{5,3, 0,4, 6, 0,3\}$ и матрица ковариаций оценок

$$\Sigma_0 = \begin{bmatrix} 0,5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,5 \end{bmatrix};$$

- число повторения опытов для вычисления порога обнаружения 100, вероятности ложной тревоги $F=10^{-1}$;
- дисперсия шума процесса $q=0,001$;
- число обзоров, используемых при вычислении (1), $l=1$;

- число обзоров $K=28$.

Результаты моделирования показаны на рисунке 2.

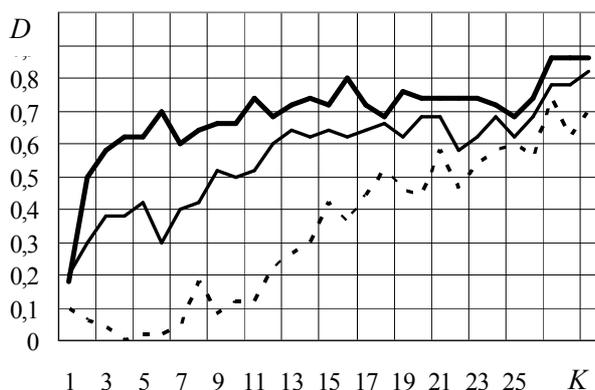


Рисунок 2 – Результаты моделирования предлагаемого алгоритма

На рисунке 2 показана зависимость вероятности правильного обнаружения от номера обзора при разных отношениях сигнал-шум. Сплошная жирная кривая соответствует отношению сигнал-шум 13 дБ; тонкая сплошная — отношению сигнал-шум 12 дБ; пунктирная — отношению сигнал-шум 10 дБ. Отметим, что это отношение сигнал-шум на входе предлагаемого алгоритма. Увеличение вероятности правильно-

го обнаружения при увеличении числа обзоров связано с уменьшением ковариаций оценок параметров движения.

Выводы. Таким образом, применение алгоритма гауссовской парциальной фильтрации позволяет реализовать рекуррентное численное вычисление отношения правдоподобия. Веса парциальных фильтров используются для вычисления функции правдоподобия при гипотезе H_1 . Результаты моделирования показывают, что предлагаемый алгоритм обеспечивает вероятность правильного обнаружения 0,8 при отношении сигнал-шум 13 дБ (на входе алгоритма) на 16-м обзоре.

Библиографический список

1. Ristic B., Arulampalam S., Gordon N. Beyond the Kalman Filter. Particle Filters for Tracking Applications.— Boston: Artech House.— 2004.— 302 p.
2. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации.— М.: Радио и связь, 1983.— 536 с.
3. Boers Y., Driessen H. A Particle Filter Based Detection Scheme // IEEE SIGNAL PROCESSING LETTERS.— Oct. 2003.— P. 300-302.
4. Kotecha H., Djuric P. Gaussian Particle Filtering // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING.— Oct. 2003.— P. 2592-2601.

УДК 621.389

Н.М. Верещагин, В.В. Васильев, А.Е. Королев, К.В. Шемарин

ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОДНОЙ СИСТЕМЫ ВЕНТИЛЯТОРА КОРОННОГО РАЗРЯДА С МАКСИМАЛЬНОЙ СКОРОСТЬЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЕТРА

В работе приводятся результаты экспериментального исследования многоступенчатой электродной системы вентилятора коронного разряда. Показано, что от взаимного расположения электродов зависит скорость воздушного потока. Определены оптимальные соотношения параметров, обеспечивающие наибольшую скорость потока.

Ключевые слова: коронный разряд, электрический ветер, вентилятор коронного разряда.

Введение. В работе исследуется многоступенчатая конструкция электродной системы вентилятора коронного разряда. Для эффективной работы и улучшения характеристик вентилятора необходимо найти оптимальные параметры электродной системы.

Наиболее важным параметром в вентиляторе является скорость электрического ветра, которая зависит от межэлектродного расстояния и от геометрии коронирующего и некорониру-

щего электродов [1]. В многоступенчатой конструкции электродной системы вентилятора скорость зависит также от количества ступеней [2-4]. Увеличение количества ступеней повышает скорость воздушного потока.

Цель работы – исследование влияния параметров конструкции вентилятора коронного разряда на скорость электрического ветра, направленное на получение максимальной скорости воздушного потока.

Экспериментальная часть. Экспериментальное исследование проводилось на конструкции электродной системы, изображенной на рисунке 1 [2].

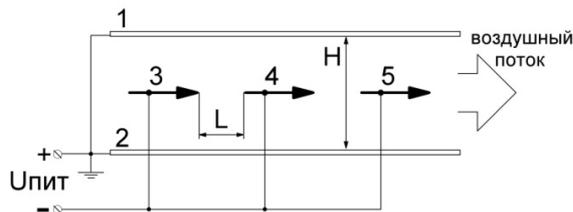


Рисунок 1 – Структурная схема электродной системы (1, 2 – осадительные электроды; 3, 4, 5 – коронирующие электроды)

Электродная система состоит из двух типов электродов: коронирующих и осадительных. Осадительные электроды представляют собой сплошные пластины, выполненные из нержавеющей стали. Коронирующие электроды выполнены в виде пластин, коронирующая сторона которых имеет вид треугольных зубьев.

Электродная система подключена к источнику питания следующим образом: коронирующие электроды подключаются к отрицательному выходу, а осадительные – к положительному и заземляются.

Для определения оптимального расстояния между коронирующими электродами исследовалась зависимость скорости воздушного потока от расстояния для нескольких значений питающего напряжения при фиксированном расстоянии между осадительными электродами 20 мм (рисунок 2).

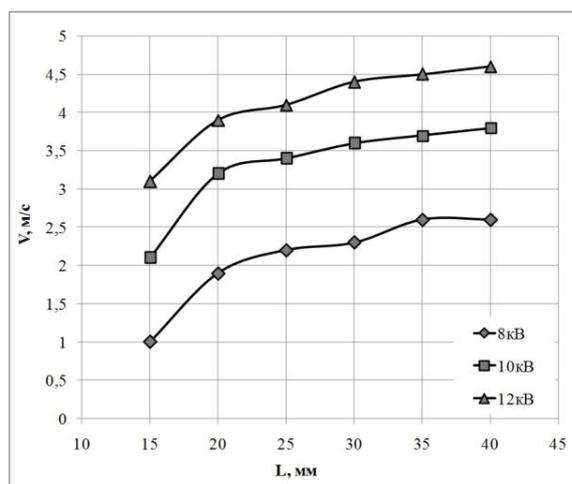


Рисунок 2 – Зависимость скорости потока от расстояния L для различных значений напряжения (H=20 мм)

Из рисунка 2 видно, что при увеличении межэлектродного расстояния скорость электрического ветра возрастает. Это обусловлено тем, что увеличение расстояния ослабляет тормозящее электрическое поле от соседнего коронирующего электрода. Однако при $L > 20$ мм рост скорости ветра существенно замедляется, что можно объяснить ростом потерь на трение о поверхность осадительного электрода. Для подтверждения причин, приводящих к тому, что скорость зависит от расстояния, проводилось численное моделирование электрического поля в межэлектродном пространстве для вакуумного случая.

Результаты моделирования распределения электрического поля для двух значений расстояния между коронирующими электродами приведены на рисунке 3.

В моделировании принималось, что осадительные электроды 1, 2 находятся под нулевым потенциалом, а коронирующие электроды 3, 4 – под потенциалом -20 кВ.

В моделировании принималось, что осадительные электроды 1, 2 находятся под нулевым потенциалом, а коронирующие электроды 3, 4 – под потенциалом -20 кВ.

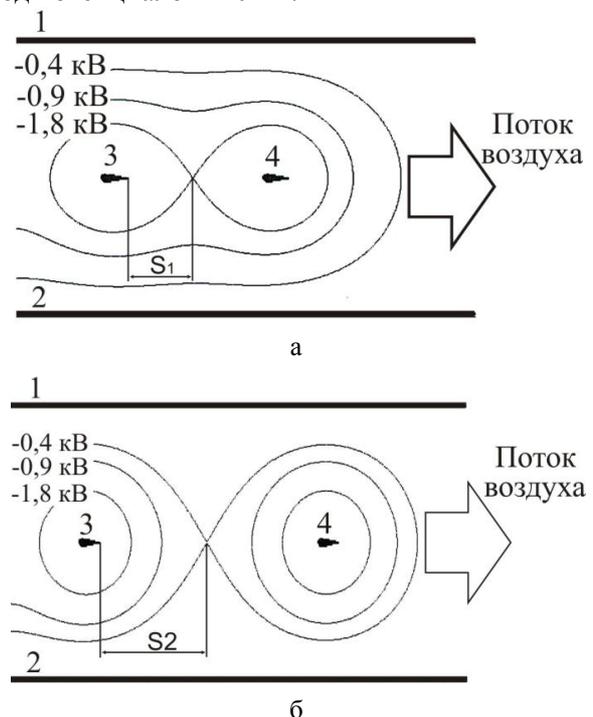


Рисунок 3 – Моделирование электрических полей при H=20 мм: а – L=15 мм; б – L=30 мм (1, 2 – осадительные электроды; 3, 4 – коронирующие электроды; S₁, S₂ – длина пути иона в ускоряющем поле)

Из рисунка 3 видно, что при увеличении расстояния между коронирующими электродами в два раза потенциал точки, равноудаленной от коронирующих электродов на их оси, уменьшается по абсолютной величине с 1,8 кВ до 0,4 кВ, а длина пути, на котором ион находится в ускоряющем поле, возрастает $S_2=2S_1$. В распределении поля возрастает составляющая, вектор которой направлен по направлению потока газа. Энергия, приобретаемая ионами, увеличивается, следовательно, возрастает общая скорость потока.

На рисунке 4 изображены зависимости скорости потока от расстояния между осадитель-

ными электродами при постоянном расстоянии между коронирующими электродами. Системы с различными расстояниями между осадительными электродами имеют разное напряжение зажигания коронного разряда, поэтому они сравниваются при равных потребляемых мощностях.

При увеличении расстояния между осадительными электродами скорость воздушного потока уменьшается. Это связано с изменением распределения электрического поля и увеличением взаимного влияния коронирующих электродов друг на друга.

При моделировании распределения электрического поля в электродной системе с расстояниями между осадительными электродами H_1 и $H_2=1.5 \cdot H_1$, при фиксированном расстоянии между коронирующими электродами L , было выявлено, что с увеличением расстояния изменяется форма электрического поля и взаимное влияние коронирующих электродов возрастает. Потенциал точки, равноудаленной от коронирующих электродов на их оси, изменяется с $-0,8$ кВ до $-1,8$ кВ. Энергия ионов снижается, следовательно, уменьшается общая скорость потока воздуха на выходе установки при всех значениях мощности.

При увеличении расстояния между осадительными электродами уменьшается средняя напряженность электрического поля, возрастает напряжение зажигания коронного разряда и снижается ток, потребляемый установкой. Кроме того, возрастает объем прокачиваемого газа. Плотность мощности, вводимая в объем газа, уменьшается, что также снижает скорость электрического ветра (рисунок 4).

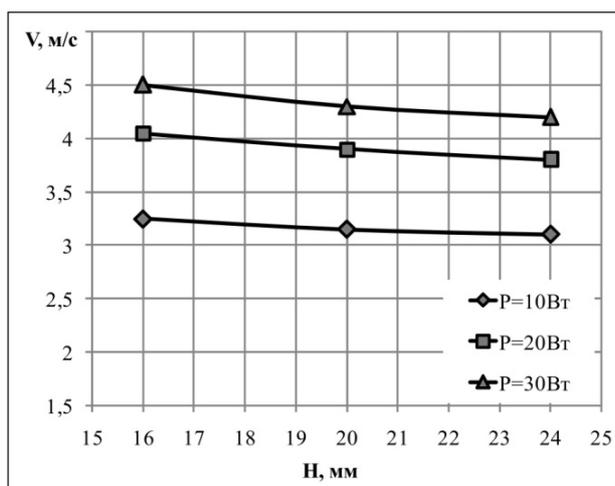


Рисунок 4 – Зависимости скорости потока от расстояния между осадительными электродами для различных значений мощности

При большем расстоянии между осадительными электродами поток на выходе установки менее «сфокусирован», что приводит к снижению скорости.

Однако при увеличении расстояния между осадительными электродами возрастает производительность вентилятора, что связано с увеличением прокачиваемого объема газа.

Существует оптимальное отношение расстояния между коронирующими электродами к расстоянию между осадительными электродами L/H , при котором установка обеспечивает максимальную скорость воздушного потока (рисунок 5), что позволяет упростить расчет геометрических параметров электродной системы [5].

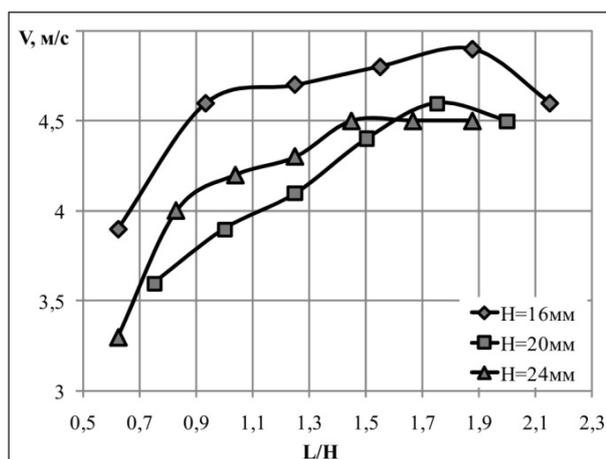


Рисунок 5 – Зависимость скорости воздушного потока от отношения расстояния между коронирующими электродами L к расстоянию между осадительными H

При увеличении отношения L/H скорость ветра возрастает, а затем медленно убывает. Для данной конструкции оптимальное отношение лежит в пределах $1 - 1,9$. Причины образования экстремума обусловлены конкуренцией двух факторов: ослабления тормозящего поля, что приводит к увеличению скорости, и роста потерь мощности на трение, что приводит к уменьшению скорости.

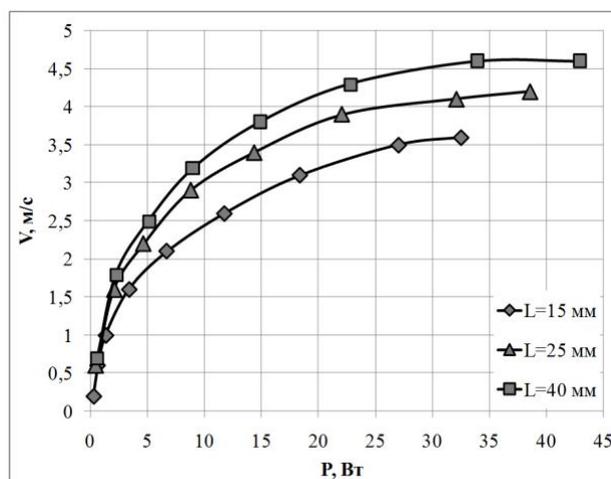


Рисунок 6 – Зависимость скорости воздушного потока от мощности для различных значений расстояний между коронирующими электродами L

С увеличением мощности, вводимой в разряд, возрастает скорость потока воздуха на выходе установки для всех значений расстояния между коронирующими электродами (рисунок 6).

Рост скорости происходит нелинейно и постепенно прекращается. Это объясняется возрастающим сопротивлением потоку воздуха [6]. Кроме того, при больших значениях мощности на тыльной стороне коронирующих электродов зажигается «обратная корона», формирующая поток ионов, встречный основному, что сильно снижает скорость воздушного потока и увеличивает потребляемую мощность.

Из-за нелинейного характера зависимости скорости потока от мощности эффективность прокачки [$\text{м}^3/(\text{Вт}\cdot\text{час})$] вентилятора коронного разряда уменьшается с ростом скорости. Для систем с любым количеством коронирующих электродов максимальная эффективность наблюдается при малых рабочих напряжениях.

Важно, что многоэлектродная система позволяет получить более высокую скорость электрического ветра при малой потребляемой мощности и высокой эффективности. При равных значениях потребляемой мощности многоэлектродная система имеет более высокую производительность ($\text{м}^3/\text{час}$).

Выводы:

- скорость воздушного потока увеличивается с увеличением расстояния между коронирующими электродами;

- скорость воздушного потока слабо уменьшается при увеличении расстояния между осадительными электродами;

- скорость воздушного потока максимальна при определенном отношении L/H ;

- скорость электрического ветра резко (на порядок) возрастает при увеличении мощности

разряда до 10 Вт и слабо (около 30 %) увеличивается с дальнейшим повышением мощности до 40 Вт;

- скорость электрического ветра растет с увеличением напряжения, подаваемого на электродную систему;

- независимо от числа коронирующих электродов разряд зажигается при одном и том же напряжении, которое определяется геометрией электродной системы и расстоянием между осадительным и коронирующим электродами.

Библиографический список

1. Козлов Б.А., Соловьев В.И. Исследование электрического ветра в электродных системах с коронирующими острями // Журнал технической физики. 2007. Т. 77, вып. 7. С 70-76.

2. Верещагин Н.М., Королев А.Е., Васильев В.В., Шемарин К.В. Исследование вентилятора коронного разряда // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2013. № 4-3 (46). С. 64-67.

3. Королев А.Е., Васильев В.В., Верещагин Н.М., Шемарин К.В. Эффект электрического ветра в коронном разряде и его использование в технике // Фундаментальные и прикладные проблемы физики: Материалы VII международной научно-технической конференции. – Саранск: МГПИ. – 2012. – С.63-66.

4. Васильев В.В., Верещагин Н.М., Королёв А.Е., Шемарин К.В. Вентиляция и очистка воздуха электрическим ветром в коронном разряде // Новые технологии в промышленности и сельском хозяйстве: материалы I-й Всероссийской заочной научно-практической конференции. – Бийск: ООО «МЦТ». – 2012. – С. 25-27.

5. Патент № 2492394 РФ. Устройство для вентиляции воздуха / Верещагин Н.М., Королев А.Е., Шемарин К.В.

6. Верещагин И.П. Сопротивление среды движению частиц в электрическом поле // Труды МЭИ, выпуск 20, 1968.