

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ УКРАИНЫ  
КИЕВСКИЙ МЕЖДУНАРОДНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

На правах рукописи

ОРТЕГА БОАДА ОМЕРО

УДК 656.71:396.96:621.391

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ БАЗИСОВ  
КВАЗИГАРМОНИЧЕСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА В АЛГОРИТМАХ ОБНАРУЖЕНИЯ-  
ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Специальность: 05.12.04

—"Радиолокация и радионавигация"

Автореферат  
диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Киев 1995

Диссертация является рукописью.

Работа выполнена на кафедре радиоэлектроники Киевского международного университета гражданской авиации.

Научный руководитель: доктор технических наук,  
профессор Белецкий А.Я.

Официальные оппоненты: доктор технических наук,  
профессор Мирошниченко С.И.

доктор технических наук,  
профессор Щербак Л.Н.


Ведущая организация: НПО "Квант"

Защита диссертации состоится "30" марта 1995 г. в 15<sup>00</sup> часов на заседании специализированного совета Д 01.35.01 в Киевском международном университете гражданской авиации (252058, г. Киев, проспект Космонавта Комарова, 1. конференц-зал.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Киевского международного университета гражданской авиации.

Автореферат разослан "28" 02 1995 г.

Ученый секретарь  
специализированного совета,  
канд. техн. наук, профессор

  
Шевченко Р.А.

ЛННБ України ім.В.Стефаніка



00777374 (Z)

В. Стефаніка  
України

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Актуальность темы. Единственным известным способом обнаружения слабых сигналов на фоне сильных мешающих отражений (скрывающих полезный эхо-сигнал с соотношением до 80-100 дБ.) является эффект Доплера, позволяющий измерить, на основе спектрального портрета, сдвиг частоты сигнала, отраженного от движущейся цели. При современном состоянии цифровой радиоэлектроники стало возможно использование алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) для выделения энергетического спектрального состава сигналов в реальном масштабе времени (в дальнейшем будем использовать термин "спектр" подразумевая "энергетический спектр"). БПФ используется также в таких областях как искусственный интеллект для обработки, распознавания, сжатия речи и изображений, в сейсмологии, акустике, связи, медицине и др. Поэтому сегодня БПФ вероятно является наиболее мощным инструментом в области цифровой обработки сигналов (ЦОС). Появление все более сложных алгоритмов обработки в частотной и частотно-временном пространствах и новых областей их применения неуклонно предъявляет все большие требования к быстродействию устройств БПФ для расчета спектров в очень ограниченном интервале времени, что обычно сводится к сложным для практической реализации и, следовательно, дорогим и менее надежным устройствам. Отсюда актуальность построения новых базисов целочисленных квазигармонических функций (КГФ), с простым математическим определением (на основе простых последовательностей чисел) по сравнению с гармоническим базисом Фурье (на основе ряда Тейлора), для разложения сигналов. Базисы целочисленных КГФ (ЦКГФ) позволяют исключить операции с плавающей запятой, заменить операции умножения на простые операции сдвига и сложения двоичных чисел, в результате чего существенно повышается вычислительная мощность (ВМ) спектроанализаторов с несущественной потерей точности вычислений.

Цель работы: на основе простых целочисленных квазигармонических анализаторов спектров разработать быстродействующие алгоритмы обнаружения-измерения доплеровских радиолокационных (РЛ) сигналов на фоне мощных мешающих помех, превышающих полезный эхо-сигнал на несколько дБ.

Научная новизна работы состоит в том, что впервые:

разработана общая методика синтеза базисов квазигармонических функций на основе простых монотонно возрастающих непрерывных функций (случай непрерывных КГФ) или последовательностей чисел (МВПЧ) (случай дискретных КГФ). На основе данной методики синтезированы системы треугольных функций (ТФ) и дискретных ТФ (ДТФ), также оригинальные системы степенных функций (СФ), дискретных СФ (ДСФ), дискретных биномиальных функций (ДБФ) и другие возможные системы КГФ. Предложены оригинальные алгоритмы быстрого и

рекуррентного преобразования в базисах ЦКФ. Проведено исследование систем КГФ: их ортогональность, основные теоремы, степень их отклонения от системы дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ).

Предложены и исследованы модифицированные варианты различных КГФ, позволяющие уменьшить в два раза, по сравнению с исходными КГФ, вычислительные затраты в спектральных разложениях без существенной потери их эффективности в алгоритмах обнаружения.

Разработан ИМК, допускающий применение любых методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) и алгоритмов обнаружения. В данном ИМК включены известные и предложенные в данной работе алгоритмы в виде библиотек функций на языке программирования С++.

Предложены и исследованы два варианта робастной процедуры дельта-обеливания радиолокационных спектров. Проведен статистический анализ эффективности алгоритмов обнаружения-измерения, основанных на базисах КГФ и модифицированных КГФ (МКГФ), методом статистических испытаний (Монте-Карло) с помощью ИМК.

Методы исследования базируются на теории вероятности, теории функционального и спектрально анализа, теории цепей Маркова, методе статистических испытаний (Монте-Карло).

Практическая ценность работы состоит в том, что его результаты позволили:

разработать новые эффективные алгоритмы БП в базисах КГФ, пригодные в различных областях радиоэлектроники; указать путь дальнейшего развития имитационно-моделирующих комплексов для исследования алгоритмов ЦОС. Кроме того, самостоятельное практическое значение имеет комплекс программ ИМК для оценки эффективности различных обнаружителей.

Тематика диссертационной работы определяется исследованиями, проводимыми в рамках темы "Исследование методов построения и обоснование тактико-технических требований к авиационным процедурным тренажерам нового поколения на базе распределенных вычислительных сетей" (номера гос. регистрации УД01001154ОР) на кафедре радиоэлектроники Киевского международного университета гражданской авиации. Достоверность полученных результатов проверена методом моделирования на ЭВМ. Эти результаты используются в НИР НПО Буран.

Доклады и публикации. Основные результаты выполненных в диссертационной работе исследований получили положительную оценку на II международной научно-технической конференции "Проблемы совершенствования радиотехнических комплексов и систем обеспечения полетов" (Киев КИИГА 1992), на научно-технической конференции "Обработка изображений в цифровых системах" (Киев

ИНФП 1993) и на III международной научно-технической конференции "Проблемы совершенствования радиотехнических комплексов и систем обеспечения полетов" (Киев КИИГА 1994). По результатам выполненных исследований опубликовано 9 научных работ.

Структура и объем диссертации. Работа состоит из введения, четырех разделов, основных результатов и выводов, списка литературы и приложений. Объем работы без приложений, библиографии, рисунков, и таблиц составляет 137 стр.; диссертация содержит 11 таблиц, 57 рисунок и 128 библиографических названий; общий объем работы 175 стр.

### ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

В первой главе рассмотрены общие вопросы, касающиеся темы диссертации:

Поставлена задача проектирования ИМК. Важными компонентами ИМК являются модели типовых РЛ сигналов и помех, обладающих интересующими статистическими характеристиками, поскольку от них зависит правильность оценки эффективности различных алгоритмов обработки и обнаружения. Моделирование последовательности помехи  $x(n)$  типовой для радиолокации опирается на представление случайного процесса многосвязными цепями Маркова. Смещение спектра помехи может быть учтено умножением полученной последовательности помехи на фазовый множитель (ФМ)  $\varphi(n) = e^{j2\pi\gamma n/N}$ , где  $\gamma$  - частота смещения.

Выбраны критерии оценки качества и эффективности алгоритмов обнаружения в условиях воздействия помехи с изменяющимися статистическими параметрами. В качестве основного выбран критерий "реальной помехо-устойчивости", оцениваемой величиной порогового сигнала  $\sigma$ . Обоснована роль спектрального анализа в алгоритмах обнаружения-измерения доплеровских РЛ сигналов. Приведены основные понятия спектральных разложений сигналов с геометрической интерпретацией. Такое представление является универсальным для любого базиса. Дискретный сигнал, состоящий из  $N$  отсчетов  $s_0, s_1, \dots, s_{N-1}$  рассматривается как вектор  $\vec{s} = (s_0, s_1, \dots, s_{N-1})$  в  $N$ -мерном пространстве, а непрерывный сигнал как вектор в бесконечно-мерном пространстве. На рис. 1 показан вектор  $\vec{s}$  в 3-х мерном пространстве, образуемом ортогональными базисными векторами  $\vec{e}_0, \vec{e}_1, \vec{e}_2$ . Общий вид разложения  $\vec{s}$  по ортогональному базису имеет вид:  $\vec{s} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \vec{e}_n$ , а коэффициенты разложения  $c_n = (\vec{s}, \vec{e}_n)$ . Более общий случай имеет место когда базисные вектора  $\vec{h}_n$  - ортогональны, но не нормированы, тогда можно

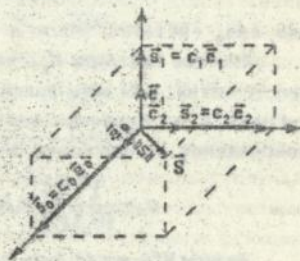


Рис. 1

использовать ортонормированный базис  $\vec{a}_n = \vec{h}_n / \|\vec{h}_n\|$  и разложение Фурье примет вид:

$$\vec{s} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \frac{\vec{h}_n}{\|\vec{h}_n\|}, \quad c_n = \frac{(\vec{s}, \vec{h}_n)}{\|\vec{h}_n\|}, \quad n, k = \overline{0, N-1}, \quad (1)$$

где  $(\vec{a}, \vec{b})$  - скалярное произведение векторов  $\vec{a}, \vec{b}$ .

Во второй главе разработана общая методика синтеза различных систем КГФ на основе МВПЧ или непрерывных функций. На рис. 2 с помощью комплексной плоскости дается общее представление ЦКГФ для случая когда  $N=16$ . Каждая  $n$ -ая функция системы ЦКГФ может быть представлена как вращающийся с  $n$ -ой скоростью вектор  $\vec{w}_n$  (см. 2а). Так, например, вектор  $\vec{w}_1 = (W_0, W_1, W_2, \dots)$ , а вектор  $\vec{w}_2$  вращается с двойной скоростью, т.е.  $\vec{w}_2 = (W_0, W_2, W_4, \dots)$ . Дискретные значения  $W_k = \alpha_k + j\beta_k$  известны как ФМ.  $\alpha_k$  и  $\beta_k$  - целочисленные значения (см. 2б, 2с). ФМ могут быть образованы с помощью исходной МВПЧ  $Q_0, Q_1, \dots, Q_{N/4}$ . Пример такой последовательности показан на рис. 2д. Буквами "а" и "б" обозначены начало и конец кривой, соединяющей ее дискретные значения. Общее математическое представление ФМ может быть найдено сопоставлением кривой "а-б" с разными участками последовательностей  $\beta(k)$ ,  $\alpha(k)$  (см. рис. 2б, 2с):

$$\begin{aligned} \alpha_k &= \text{sgn}(N/4 - k) (Q_{N/4} - Q_{N/4 - |N/4 - k|}) \\ \beta_k &= Q_{N/4} - Q_{|N/4 - k|} \end{aligned} \quad , \quad 0 \leq k \leq N/2 \quad (2)$$

$$W_k = -W_{k-N/2} \quad , \quad N/2 < k \leq N$$

введя знаковую функцию  $\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases}$ , дискретные функции (последовательности)  $\alpha(k)$  и  $\beta(k)$  могут быть найдены так:

$$\begin{aligned} \alpha(k) &= \text{sgn}(N/2 - \langle k \rangle_N) \text{sgn}(N/4 - \langle k \rangle_{N/2}) (Q_{N/4} - Q_{|N/4 - \langle k \rangle_{N/2}|}) \\ \beta(k) &= \text{sgn}(N/2 - \langle k \rangle_N) \left( Q_{N/4} - Q_{|N/4 - \langle k \rangle_{N/2}|} \right) \end{aligned} \quad , \quad k \geq 0 \quad (3)$$

где  $\langle x \rangle_N$  - остаток числа  $x$  по модулю  $N$ .

Система векторов  $\vec{w}_n$ ,  $n = \overline{0, N-1}$  может служить базисом евклидова  $N$ -мерного пространства. При этом дискретное преобразование Фурье сводится к разложению сигнала  $\vec{s}$  по базисным векторам  $\vec{w}_n$ . Учитывая, что  $(s, y) = \sum_{i=1}^{N-1} s_i y_i$ , где  $y^*$  - комплексное сопряженное значение от  $y$ , то согласно (1)

$$c_n = \frac{1}{\|\vec{w}_n\|} \sum_{k=0}^{N-1} s_k W_{nk}^* ; \quad s_k = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{c_n W_{nk}}{\|\vec{w}_n\|} ; \quad n, k = \overline{0, N-1} \quad (4)$$

Базисы КГФ могут быть успешно применены для динамического спектрального анализа (ДСА). Если имеем сигнал  $s_1, s_2, \dots, s_{p-1}, s_p$ , то при поступлении на вход устройства ДСА очередного отсчета  $s_p$ , новый спектральный портрет  $c_{n,p}$

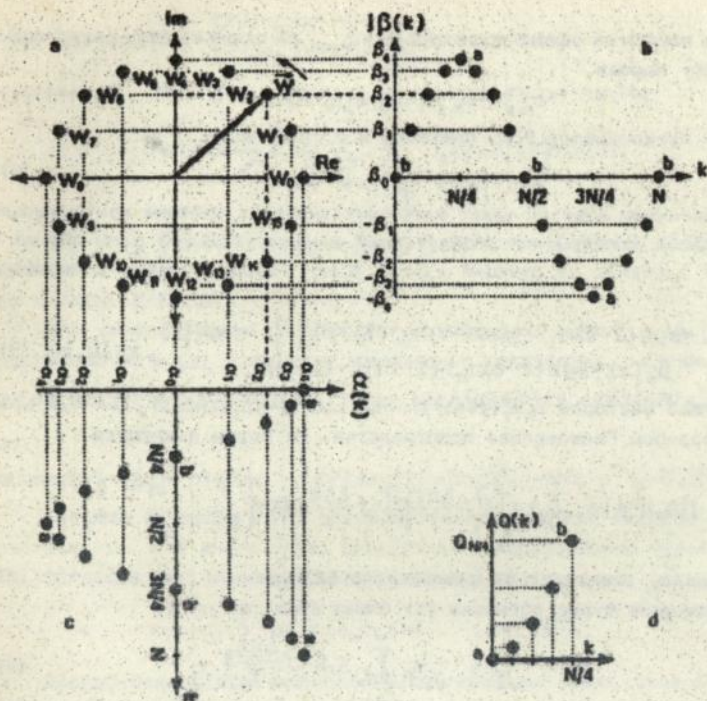


Рис. 2. Представление базисов ЦГФ на комплексной плоскости

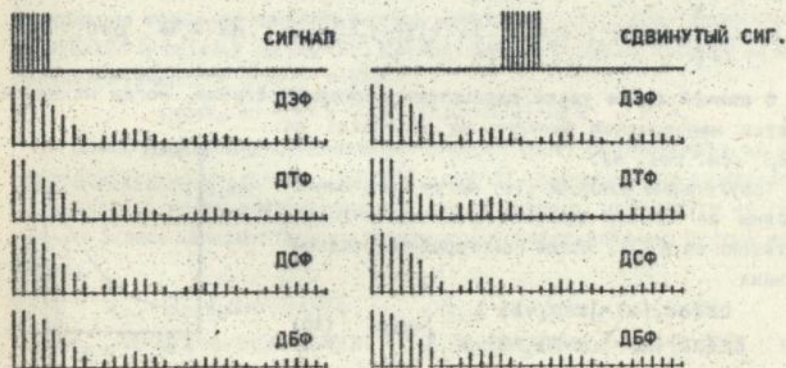


Рис. 3. Прямоугольные сигналы, сдвинутые относительно друг друга и их спектры

может быть найден на основе предыдущего  $-c_{n,p-1}$  по одной из двух рекуррентных формул ДПФ: первая

$$c_{n,p} = (c_{n,p-1} + s_p - s_{p-n}) W_n, \quad (5)$$

а вторая, предложенная Р.Д. Лейтес и В.Н. Соболевым,

$$c_{n,p} = c_{n,p-1} (s_p - s_{p-n}) W_{n^{(p+1)}}. \quad (6)$$

Аналогичным образом может быть синтезирована система непрерывных КГФ на основе непрерывной возрастающей функции  $f(x)$ . В этом случае ФН принимают значения из функций  $\alpha_4(x)$ ,  $\beta_4(x)$  - периодические с периодом, равным 4:

$$\begin{aligned} \alpha_4(x) &= \operatorname{sgn}(2 - \langle x \rangle_4) \operatorname{sgn}(1 - \langle x \rangle_2) \cdot [1 - f(1 - |1 - \langle x \rangle_2|)] \\ \beta_4(x) &= \operatorname{sgn}(2 - \langle x \rangle_4) [1 - f(|1 - \langle x \rangle_2|)]. \end{aligned} \quad x \in [0, \infty) \quad (7)$$

Система векторов  $\tilde{h}_n = \xi(j4nt/T) - \alpha_4(4nt/T) + j\beta_4(4nt/T)$ ,  $n = -\infty, \infty$  может служить базисом Гильбертова пространства. Их нормы равняются

$$\|\tilde{h}_n\|^2 = (\tilde{h}_n, \tilde{h}_n) = \int_0^T \xi(j \frac{4nt}{T}) \xi(-j \frac{4nt}{T}) dt = \begin{cases} T, & n = 0; \\ \rho T, & n \neq 0; \end{cases}$$

где  $\rho$  - число, зависящее от конкретного базиса.

Разложение Фурье согласно (1) имеет вид:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} c_0 + \frac{1}{\sqrt{\rho T}} \sum_{n \neq 0} c_n \xi(j \frac{4nt}{T}), \quad (8)$$

а коэффициенты разложения

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T s(t) dt; \quad c_n = \frac{1}{\sqrt{\rho T}} \int_0^T s(t) \xi(-j \frac{4nt}{T}) dt, \quad n = -\infty, \infty, \quad n \neq 0. \quad (9)$$

В данной главе также рассмотрен возможный случай, когда исходной является непрерывная функция на интервале  $x \in [x_1, x_2]$  (см. рис. 4).

Треугольные функции (ТФ) могут быть синтезированы на основе функции  $f(x) = x$ ,  $x \in [0, 1]$ . Подставляя ее в (7), после некоторых сокращений получим:

$$\begin{aligned} \operatorname{trias}_4(x) &= |\langle x \rangle_4 - 2| - 1 \\ \operatorname{trias}_4(x) &= |\langle x+1 \rangle_4 - 2| - 1, \quad x > 0 \end{aligned} \quad (10)$$

или

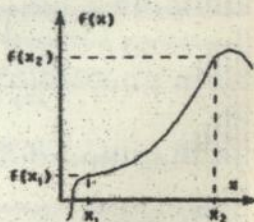


Рис. 4

$$\begin{aligned} \text{triac}_4(x) &= |x-2|-1 \\ \text{trias}_4(x) &= |x-1|-1, \quad x \in [0, 4]. \end{aligned} \quad (11)$$

Согласно (8), (9), (10) получено разложение Фурье по ПФ:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} c_0 + \sqrt{\frac{3}{2T}} \sum_{\substack{n=1 \\ (n \neq 0)}}^{\infty} c_n \text{triac}_4(j4nt/T); \quad (12)$$

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T s(t) dt; \quad c_n = \sqrt{\frac{3}{2T}} \int_0^T s(t) \text{trias}_4(-j4nt/T) dt,$$

где  $\text{tria}(x) = \text{triac}(x) + j \text{trias}(x)$ .

ДФ синтезированы на основе последовательности  $Q_k = k$ ,  $k = \overline{0, N/4}$ . Подставляя ее в (3) и проведя тривиальные сокращения, получим:

$$\text{triac}_N(k) = |\langle k \rangle_{N-N/2} | - N/4; \quad \text{trias}_N(k) = |\langle k + N/4 \rangle_{N-N/2} | - N/4; \quad k > 0^{(1)}$$

или

$$\text{triac}_N(k) = |k - N/2| - N/4; \quad \text{trias}_N(k) = |k - N/4| - N/4; \quad k = \overline{0, N-1}. \quad (14)$$

Система  $\tilde{W}_n = \text{tria}_n(jnk)$ ,  $n, k = \overline{0, N-1}$  может служить базисом  $N$ -мерного пространства. Без учета нормы, дискретное преобразование Фурье в базисе ДФ, согласно (4), принимает целочисленный вид:

$$c_n = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \text{tria}_N(-jnk), \quad n = \overline{1, N-1}. \quad (15)$$

Аналогичным образом синтезирован оригинальный базис степенных функций (СФ) на основе функции  $f(x) = x^2$ ,  $x \in [0, 1]$  и получено:

$$\text{rows}_4(x) = (\langle x \rangle_4 - 2) (|\langle x \rangle_4 - 2| - 2); \quad \text{rows}_4(x) = \text{rows}_4(x+1); \quad x > 0. \quad (16)$$

Разложение Фурье по данному базису идентично (12), если заменить  $\sqrt{3/2T}$  на  $\sqrt{15/16T}$  и  $\text{tria}(\cdot)$  на  $\text{row}(\cdot)$ . Дискретный вид СФ (ДСФ) получен на основе последовательности  $Q_k = k^2$ ,  $k = \overline{0, N-1}$ :

$$\text{rows}_N(k) = (\langle k \rangle - N/2) (|\langle k \rangle - N/2| - N/2), \quad k > 0. \quad (17)$$

Базис дискретных биномиальных функций (ДБФ) синтезирован на основе последовательности  $Q_k = C_{k+1}^2$ ,  $k = \overline{0, N/4}$ , где  $C_n^m$  - биномиальные коэффициенты:  $C_n^m = k(k+1)/2$ . Кроме математического представления, исходящего из (3), ФН данного базиса обладают простым рекуррентным представлением. Пусть  $W_k = \alpha_k + j\beta_k$  тогда:

$$\alpha_k = \begin{cases} \alpha_{k-1} - k, & 0 < k \leq N/4 \\ \alpha_{k-1} + k - N/2 - 1, & N/4 < k \leq N/2 \end{cases}; \quad \beta_k = \begin{cases} \beta_{k-1} - k + N/4 + 1, & 0 < k \leq N/4 \\ \beta_{k-1} - k + N/4, & N/4 < k \leq N/2 \end{cases} \quad (18)$$

$$W_k = -W_{k-N/2}, \quad N/2 < k < N.$$

Между приведенными КГФ существует прямая зависимость:

$$\text{rows}_N(k) = \text{trias}_N(k) (N/2 - |\text{trias}_N(k)|); \quad (19)$$

$$\text{rowc}_N(k) = \text{triac}_N(k) (N/2 - |\text{triac}_N(k)|).$$

$$\text{bins}_N(k) = \text{trias}_N(k) (N/2 + 1 - |\text{trias}_N(k)|) / 2; \quad (20)$$

$$\text{binc}_N(k) = \text{triac}_N(k) (N/2 + 1 - |\text{triac}_N(k)|) / 2.$$

Дискретное преобразование в базисах ДСФ и ДБФ отличается от (15) лишь названиями ЦКФ ( $\text{row}_N(\cdot)$  или  $\text{bin}_N(\cdot)$  вместо  $\text{trias}_N(\cdot)$ ). Для базисов ДТФ, ДСФ и ДБФ также приводятся рекуррентные формулы ДПФ согласно (5) и (6), предложены оригинальные алгоритмы БП, учитывающие особенности каждой системы.

В главе 3 проведен сравнительный анализ базисов КГФ с базисом ДЭФ и исследуются различные теоремы, свойственные квазигармоническим разложениям. В качестве меры отклонения базисов КГФ от ДЭФ может быть использован вектор  $\vec{D} = \vec{N}^{\text{ДЭФ}} - \vec{N}^{\text{КГФ}}$ , а также разность угловых скоростей  $\omega = \omega^{\text{ДЭФ}} - \omega^{\text{КГФ}}$  в различные моменты  $t$ . Результаты показывают, что предлагаемые ДСФ и ДБФ в 3 раза ближе к ДЭФ, чем ДТФ. Для малых объемов выборки ( $N < 32$ ) ДБФ ближе всех других к гармоническому, а при  $N \geq 32$  базис ДСФ.

При исследовании ортогональности систем КГФ было установлено, что, хотя большинство функций определенной системы КГФ ортогональны между собой, встречаются отдельные группы неортогональных функций. Для определения степени ортогональности систем КГФ можно найти выражение по которому можно вычислить угол  $\alpha_{p,q}$  между базисными векторами  $\vec{s}_p$  и  $\vec{s}_q$  для любых  $p, q = \overline{0, N-1}$ . Из определения скалярного произведения

$$g_{p,q} = (\vec{s}_p, \vec{s}_q) = \|\vec{s}_p\| \|\vec{s}_q\| \cos(\alpha_{p,q}),$$

где  $g_{p,q}$  — метрические тензоры и равняются нулю, если  $\vec{s}_p$  и  $\vec{s}_q$  — ортогональны. Норма (длина) вектора  $\vec{s}_p$  согласно теореме Пифагора

$$\|\vec{s}_p\| = \sqrt{(\vec{s}_p, \vec{s}_p)} = \sqrt{g_{p,p}}, \quad (21)$$

тогда отклонение от ортогональности в градусах  $\zeta_{p,q} = 90^\circ - \alpha_{p,q}$ :

$$\zeta_{p,q} = \left| 90^\circ - \arccos \left( \frac{g_{p,q}}{\sqrt{g_{p,p}} \sqrt{g_{q,q}}} \right) \right|. \quad (22)$$

Результаты расчета  $\|\vec{s}_p\|$  и  $\alpha_{p,q}$  для всех возможных комбинаций показывают, что в системе непрерывных ТФ 89,16% функций идеально ортогональны и на 100% нормированы, соответственно в системе СФ на 94,16% ортогональны и на 100% нормированы. В системах дискретных КГФ наблюдается другая картина: системы ДТФ, ДСФ, ДБФ, ДФФ имеют 88,33% ортогональных функций и они в различной степени квазинормированы. Среди неортогональных

функций в различных системах наблюдаются различные отклонения. В табл. I показаны наибольшие отклонения. Рис. 3. показывает, что теорема сдвига выполняется практически идеально для различных базисов, кроме базиса ДФ. Аналогично выполняются другие теоремы. На рис. 5. показаны автокорреляционные функции линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала, полученные на основе различных базисов путем вычисления спектра сигнала с помощью алгоритма БП, затем, подвергая модуль спектра обратному БП.

Результаты расчета  $\zeta_{p,q}$

$p$	$q$	ДФ	СФ	ДФ	ДСФ	ДБФ	ДФФ
1	5	2.3°	0.46°	10.48°	1.68°	0.3°	0.3°
2	10	2.3°	0.46°	19.48°	3.37°	0.59°	0.5°
3	15	2.3°	0.46°	10.48°	1.68°	0.3°	0.3°

В четвертой главе исследована эффективность квазигармонического анализа в известных и предлагаемых алгоритмах обнаружения-измерения доплеровских РЛ сигналов на фоне мощных помех. С этой целью рассмотрены возможные алгоритмы обнаружения-измерения доплеровских РЛ сигналов. В общем они сводятся к представлению сигнала в частотной области, обеливанию спектра помехи, выбору максимального обеливаемого канала (измерение) и принятию решения (обнаружение). Было установлено, что классическая процедура обеливания по критерию максимального правдоподобия эффективно подавляет помеху, обладающую некоторой пространственной однородностью. В случае, когда полностью нарушается пространственная однородность спектра помехи, данная процедура оказывает отрицательное влияние на характеристику обнаружения. Были предложены 2 процедуры дельта-обеливания, инвариантные к однородности помехи и более экономичные с точки зрения вычислительных затрат, но обладающие меньшей эффективностью по сравнению с классическим обеливанием. Анализ результатов различных процедур обеливания позволяет определить влияние различных видов преобразований, в том числе квазигармонических разложений, на спектр помехи. Также рассмотрены различные подходы к алгоритмам обнаружения в частотной области в зависимости от априорной информации о спектре доплеровского сигнала. Исследование различных базисов КФ в алгоритмах обнаружения-измерения сосредоточенного в одном канале доплеровского сигнала показывают:

- Во всех случаях характеристики обнаружения при ДСФ и ДБФ схожи с характеристикой обнаружения при ДЭФ. Более того, базис ДСФ, хотя и

незначительно (доли дБ), эффективнее. В отличие от них эффективность базиса ДТФ ниже (примерно на 1-2 дБ) (см. рис. 6а).

- Во всех случаях процедура через периодной компенсации помехи (ЧПК) сказывается положительно на эффективности обнаружения. Она снижает пороговый сигнал более, чем на 1-2 дБ. В большинстве случаев результат однократной ЧПК не хуже, чем двукратной. Лишь в случае помехи с гауссовой корреляционной функцией (КФ) и дельта-обеливания двукратная ЧПК дает результат на 1 дБ лучше, чем однократная.

- Особенно положительно ЧПК сказывается при использовании базиса ДТФ для разложения РЛ сигнала. Так при помехе с гауссовой КФ, разложении по ДТФ и классическом обеливании характеристика обнаружения лучше на 2 дБ, чем в случае отсутствия ЧПК (см. рис. 6а). При помехе с экспоненциальной КФ этот выигрыш составляет 4 дБ и, в данном случае, базис ДТФ показывает наилучший результат по сравнению с другими базисами КФ. Полученные результаты являются следствием того, что комбинация ЧПК и разложения РЛ сигнала по ДТФ позволяет выявить некоторую периодичность спектра помехи, что позволяет более эффективно подавлять ее процедурой обеливания. Тем не менее эффективность базиса ДТФ продолжает быть не очень высокой вследствие того, что полезный сигнал искажается.

Предложены и исследованы базисы модифицированных КФ (МКФ) с постоянной мнимой частью равной  $-j$  по всем отсчетам, позволяющие повысить в два раза ВМ спектроанализаторов. В общем система МКФ имеет вид  $\tilde{f}_n = \alpha(nk) - j$ ,  $n, k = \overline{0, N-1}$ , где  $\alpha(k)$  - четная КФ. Поставляя  $\tilde{f}_n$  в (4) без учета нормы получим общее представление преобразования Фурье в системах МКФ.

$$\begin{aligned}
 c_n &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k [\alpha(nk) + j] ; n = \overline{0, N-1}; \\
 s_k &= \sum_{n=0}^{N-1} c_n [\alpha(nk) - j] ; k = \overline{0, N-1}.
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

Разложение Фурье по модифицированным ДТФ (МДТФ) имеет вид:

$$\begin{aligned}
 \tilde{c}_n &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k [\text{triac}_N(nk) + j] ; n = \overline{0, N-1}; \\
 \tilde{s}_k &= \sum_{n=0}^{N-1} c_n [\text{triac}_N(nk) - j] ; k = \overline{0, N-1}.
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

Аналогичные формулы были получены для базисов модифицированных ДСФ (МДСФ), ДЭФ (МДЭФ), ДБФ (МДБФ) и др. Экспериментальные исследования эффективности этих базисов в алгоритмах обнаружения-измерения РЛ сигналов показывают (см. рис. 6б):

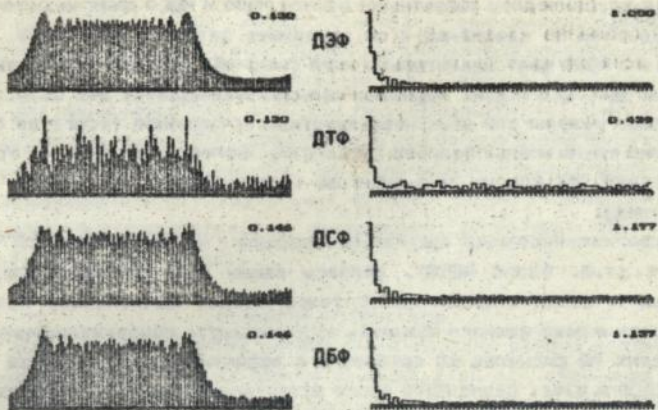


Рис. 5. Спектры ПЧМ сигнала и его автокорреляционные функции

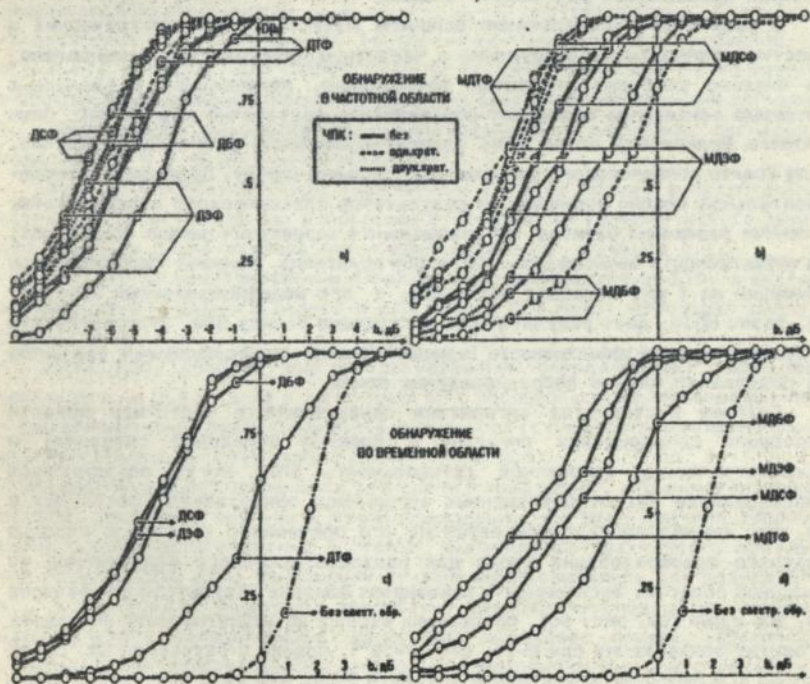


Рис. 6. Характеристики обнаружения

- При классическом обелении базисы МДЭФ и МДСФ дают незначительно хуже результаты по сравнению с их исходными базисами ДЭФ и ДСФ.

- Базис МДБФ дает значительно ниже (на 3 дБ) результаты по сравнению с базисами ДБФ, ДСФ и ДЭФ. Обратное явление наблюдается для базиса МДФ, который дает результаты лишь незначительно уступающие (всего на 0.5 дБ) результатам самых мощных базисов (ДСФ и ДЭФ). Более того, МДФ в комбинации с однократной ЧПК помехи превышает по эффективности эти базисы, хотя и незначительно.

- Базис целочисленных треугольных функций с постоянной мнимой частью, равной  $-1$  (т.е. базис МДФ), являясь самым простым для технической реализации и самым экономичным с точки зрения вычислений, позволяет поддерживать и даже немного повысить эффективность обнаружения-измерения доплеровских РЛ сигналов по сравнению с эффективностью наиболее мощных базисов (ДСФ и ДЭФ). Базис МДФ более естественно выявляет периодическую структуру спектра помехи. Кроме того энергия доплеровского сигнала в МДФ-спектрах проявляется достаточно высоко.

В результате исследования основных известных непараметрических и робастных алгоритмов обнаружения в частотном пространстве установлено, что никакие ранговые алгоритмы обнаружения, примененные к обеленным частотным каналам не позволяют обеспечивать достаточно низкую ВПТ. Лишь алгоритм Вилкоксона может дать удовлетворительный результат в случае, когда спектр доплеровского сигнала имеет большую ширину. Проведенный экспериментальный анализ зависимости результатов классического обнаружителя, на основе различных базисов, от коэффициента корреляции помехи показывает, что эффективность базисов ДЭФ, ДСФ, и ДБФ идентична. Меньшей эффективностью (примерно на 1 дБ) обладает базис ДТФ, а его модифицированный вариант, т.е. базис МДФ, дает результаты не уступающие базису ДЭФ. Эти результаты показывают высокую эффективность базисов КГФ и их модифицированных вариантов для подавления сильно коррелированных помех.

Главные достоинства алгоритмов обнаружения в частотной области (выделение доплеровских сигналов в сложной помеховой ситуации) и непараметрических алгоритмов (стабильность ВПТ) могут объединяться использованием частотно-временных алгоритмов обнаружения, состоящих в том, что сигнал восстанавливается из его обеленного спектра с помощью обратного преобразования Фурье для непараметрического обнаружения во временной области. Эксперименты показывают близкие результаты для базисов ДЭФ, ДСФ и ДБФ (см. рис. 6с), сообщающих около 7 дБ эффективности знаковому алгоритму обнаружения при  $N=16$ ,  $M=5$ ,  $F=10^{-3}$ , помехе с гауссовой КФ. Среди базисов КГФ наиболее эффективным оказался базис ДСФ (7.5 дБ), затем базис

ДЭФ (7.2 дБ) и ДБФ (6.8 дБ). Базис ДТФ показал себя мало эффективным (2.8 дБ). Главным недостатком частотно-временных алгоритмов обнаружения состоит в сложности его технической реализации для работы в реальном масштабе времени. Для преодоления этой трудности также использовались и исследовались базисы модифицированных КГФ, обладающие в два раза большей ВМ. Результаты показывают такую картину (см. рис. 64): Наилучшие результаты принадлежат базису модифицированных треугольных функций (МДТФ), сообщаемому 7 дБ эффективности знаковому алгоритму обнаружения, затем базис МДЭФ (6.5 дБ), МДСФ (5.8 дБ) и МДБФ (4 дБ).

#### ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

1. Согласно разработанному методу синтезированы базисы непрерывных треугольных функций (ТФ) на основе функций  $f(x)=x$ , степенных функций (СФ) на основе  $f(x)=x^2$ . Также синтезированы системы целочисленных дискретных ТФ (ДТФ), дискретных СФ (ДСФ), дискретных биномиальных функций (ДБФ) на основе последовательности  $Q_x=k$ ,  $Q_x=k^2$ ,  $Q_x=r^i$  соответственно. Предложено использовать модифицированные (с постоянной мнимой частью, равной  $-1$ ) варианты ДЭФ (МДЭФ), ДТФ (МДТФ), ДСФ (МДСФ), ДБФ (МДБФ) в качестве базисов с двойной вычислительной мощностью (ВМ) для обработки доплеровских сигналов.

2. Проведенный сравнительный анализ разложений различных сигналов в базисах КГФ и в базисе ДЭФ показывает:

- базис ДТФ является самым экономичным с точки зрения вычислительных затрат, хотя он показывает наибольшее отклонение от гармонического базиса ДЭФ (средняя длина вектора отклонения достигает значения 0.2);

- базис ДБФ по вычислительным затратам мало отличается от ДТФ, а векторы отклонения для данного базиса и для базиса ДСФ имеют небольшую длину - 0.05;

- базис ДБФ, обладая простым рекуррентным определением, может быть использован в ДСА и также в алгоритмах БП с последовательными вычислениями;

- при аппаратурной реализации Фурье-процессора (с параллельными вычислениями) наибольший интерес представляет базис ДСФ;

- исследование ортогональности базисов КГФ показывает, что они в различной степени квазиортогональны и квазинормированы. По этой причине теоремы, свойственные ортогональным системам, выполняются практически идеально для базисов ДСФ, ДБФ. Наибольшие отклонения наблюдались для базиса ДТФ.

3. Классическая процедура обеливания частотного спектра по принципу максимального правдоподобия эффективно подавляет помеху, обладающую некоторой пространственной однородностью (периодичностью), но отрицательно сказывается в случае, когда полностью нарушается пространственная

однородность спектра помехи. Предложенные процедуры дельта-обеливания 1 и дельта-обеливания 2 ведут себя инвариантно к однородности помехи и кроме того они более экономичны с точки зрения вычислительных затрат, но обладают меньшей эффективностью.

4. Исследование различных базисов КГФ в алгоритмах обнаружения-измерения в частотной области сосредоточенного в одном канале доплеровского радиолокационного (ДРЛ) сигнала показывает (при объеме выборки  $N=16$ , количестве обучающих колец дальности  $M=5$ , ВЛТ  $T=10^{-3}$ ):

- Во всех случаях характеристики обнаружения при ДСФ и ДБФ схожи с характеристикой обнаружения при ДЭФ. Более того, базис ДСФ, хотя и незначительно (доли дБ), эффективнее. В отличие от них эффективность базиса ДТФ ниже (примерно на 1-2 дБ).

- Во всех случаях ЧПК помехи сказывается положительно на эффективности обнаружения. Она снижает пороговый сигнал более чем на 1-2 дБ. Комбинация ЧПК и разложение ДРЛ сигнала в базисе ДТФ позволяет выявить некоторую периодичность спектра помехи, что позволяет более эффективно подавлять ее процедурой обеливания. Тем не менее эффективность базиса ДТФ продолжает быть не очень высокой вследствие того, что полезный сигнал искажается.

- Модифицированные базисы МДЭФ и МДСФ дают незначительно хуже результаты по сравнению с их исходными базисами ДЭФ и ДСФ. Но базис МДБФ дает значительно хуже (на 3 дБ) результаты по сравнению с базисами ДБФ, ДСФ и ДЭФ.

- Базис МДТФ более естественно выявляет периодическую структуру спектра помехи. Кроме того установлено, что энергия доплеровского сигнала в МДТФ-спектрах проявляется выше, чем при других базисах КГФ, что компенсирует эффект боковых составляющих (искажения) полезного сигнала. Этот базис, являясь самым простым для технической реализации и самым экономичным с точки зрения вычислений, позволяет поддерживать и даже немного повысить (случай, когда применяется ЧПК) эффективность обнаружения-измерений доплеровских РЛ сигналов по сравнению с эффективностью наиболее мощных базисов (ДСФ и ДЭФ).

5. В результате исследования частотно-временных алгоритмов обнаружения установлено, что они сохраняют главные достоинства алгоритмов обнаружения в частотной области (выделение доплеровских сигналов в сложной помеховой ситуации) и непараметрических алгоритмов во временной области (стабильность ВЛТ). При использовании базисов ДЭФ, ДСФ и ДБФ в этих алгоритмах получены близкие результаты - эти базисы сообщают около 7 дБ эффективности знаковому алгоритму обнаружения (при  $N=16$ ,  $M=5$ ,  $T=10^{-3}$ , помехе с гауссовой КФ). Базис ДТФ показал себя мало эффективным (2.8 дБ). Но его модифицированный вариант

- базис МДФ показал эффективность обнаружения, сравнимую с эффективностью наиболее мощных базисов и даже превышающую их (случай, когда применяется ЧПК). Поэтому в случае частотно-временных алгоритмов обнаружения, где применяются прямое и обратное преобразование Фурье, базис МДФ является наиболее оптимальным.

Основные результаты диссертации опубликованы в работах:

1. *Ортега Омеро Б.* Метод разложения дискретных сигналов по базисам с целочисленными значениями. / Проблемы совершенствования радиоэлектронных комплексов и систем обеспечения полетов: Тез. докл. II межд. НТК. -К.: КИИГА 1992, с. 22-23.
2. *Ортега Омеро Б.* Перспективность квазигармонического анализа для распознавания изображений / Обработка изображений в цифровых системах: Тез. докл. НТК. - К.: ИНФП 1993, с.
3. *Ортега Омеро Б., Белецкий А.Я., Швец В.А.* Разложение Фурье по базису треугольных функций. Киев ин-т инж. гражд. авиации. -Киев. 1994. 12 с. Деп. в ГНТБ Украины 21.06.94 № 1225- Ук 94.
4. *Ортега Омеро Б., Белецкий А.Я.* Разложение сигналов по степенным функциям. Киев ин-т инж. гражд. авиации. -Киев. 1994. 10 с. Деп. в ГНТБ Украины 21.06.94 № 1224- Ук 94.
5. *Ортега Омеро Б., Белецкий А.Я.* Рекуррентные алгоритмы разложения сигналов по целочисленным квазигармоническим функциям / Проблемы совершенствования радиоэлектронных комплексов и систем обеспечения полетов: Тез. докл. III Межд. НТК. "Аэронавигация-94" -К.: КМУГА 1994, с.
6. *Ортега Омеро Б., Белецкий А.Я.* Целочисленное разложение сигналов по дискретным биномиальным функциям. Киев ин-т инж. гражд. авиации. - Киев. 1994. 11 с. Деп. в ГНТБ Украины 21.06.94 № 1226- Ук 94.
7. *Ортега Омеро Б., Белецкий А.Я., Швец В.А.* Основные теоремы о квазигармонических спектрах дискретных сигналов / Проблемы совершенствования радиоэлектронных комплексов и систем обеспечения полетов: Тез. докл. III Межд. НТК -К.: КМУГА 1994, с.
8. *Ортега Омеро Б., Белецкий А.Я.* Синтез квазигармонических базисов для спектрального разложения сигналов. Киев ин-т инж. гражд. авиации. - Киев. 1994. 27 с. Деп. в ГНТБ Украины 21.06.94 № 1227- Ук 94.
9. *Ортега Омеро Б., Белецкий А.Я., Швец В.А.* Программно-аппаратный комплекс спектрального анализа сигналов. / Проблемы совершенствования радиоэлектронных комплексов и систем обеспечения полетов: Тез. докл. III Межд. НТК "Аэронавигация-94" -К.: КМУГА 1994, с.

*Ortega Omero B.* Разработка и исследование эффективности целочисленных базисов квазигармонического спектрального анализа в алгоритмах обнаружения-измерения импульсно-доплеровских радиолокационных сигналов. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 - радиолокация и радионавигация, Киевский международный университет гражданской авиации, Киев, 1995.

Рассмотрена возможность применения целочисленных квазигармонических и квазиортогональных разложений при обработке радиолокационных сигналов. С этой целью разработан метод синтеза базисов квазигармонических функций (КГФ). На его основе получены и исследованы в радиолокационных приложениях оригинальные базисы целочисленных КГФ и модели спектроанализаторов, обладающие повышенной вычислительной мощностью. Полученные результаты позволили увеличить эффективность и одновременно снизить вычислительные затраты устройств обнаружения-измерения доплеровских радиолокационных сигналов.

Ключевые слова: модифицированные квазигармонические функции, процедура обеливания, обнаружение-измерение, вычислительная мощность, спектральный портрет сигнала.

*Ortega Omer B.* Working up and Effectivity Research of Bases for The Quasi-Harmonic Spectral Analysis in The Puls-Doppler Radar Signals Detection and Measurement Algorithms . Thesis for the application of the Philosophy Doctor (Ph.D.) degree in technical sciences, speciality 05.12.04 -radiolocation and radionavigation, Chair -Radioelectronics, Kiev International University of Civil Aviation, Kiev-Ukraine, 1995.

Have been considered the integer quasi-harmonic and quasi-orthogonal signal decompositions applied to radar signals processing. For this goal have been worked up a method to synthesize different bases of quasi-harmonic funtions (QHF). On this grounds have been derived and investigated, in radar applications, three original integer QHF's bases and spectral-analyser models with heightened computing power. The results obtained allowed to increase effectivity and at the same time to reduce computing expenses of the devices for doppler radar signals detection and measurement.

---

Подписано в печать 27.02.95. Формат 60x84/16. Бумага типографская.  
Офсетная печать. Усл.кр.-отт.4. Усл.печ.л.0,93. Уч.-изд.л.1,0.  
Тираж 100 экз. Заказ № 48-1. Цена . Изд. № 224/Ш.

---

Издательство ЮИУГА.

252058, Киев-58, проспект Космонавта Комарова,1.

456494

AB 31.990