

УДК 530.1.537.86+621.396.96

А.И. Вовк¹, А.С. Фатеев², Р.Э. Пашенко¹

¹Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба

²Институт радиофизики и электроники НАН Украины им. А.Я. Усикова, Харьков

МЕТОД АНАЛИЗА СИГНАЛОВ ВЫХОДА КАНАЛА ФАЗОВОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНОЙ РЛС НА ФАЗОВОЙ ПЛОСКОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИГНАТУР МЕТРИЧЕСКОГО ПОРЯДКА, ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ТИПА ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ

Показана применимость фазовой плоскости в решении задачи распознавания движущихся целей; зависимость параметров и структуры псевдофазовых портретов сигналов от признаков распознавания целей; зависимость сигнатур метрического порядка и клеточной размерности от спектров частот сигналов. Продемонстрирована эффективность применения сигнатур метрического порядка и клеточной размерности для снижения аппаратных затрат на хранение данных при распознавании целей по сравнению с традиционным ДПФ.

Ключевые слова: фазовая плоскость, псевдофазовая траектория, псевдофазовый портрет, метрический порядок, сигнатура метрического порядка.

Постановка проблемы и анализ литературы

Распознавание типа цели в когерентно-импульсных РЛС [1, 2] осуществляется по сигналам выхода канала фазового детектирования (КФД). Физически это объясняется тем, что данные сигналы имеют частоту Доплера [3].

Для распознавания цели к сигналам выхода КФД целесообразно применять различные методы анализа. Самый простой, качественный – прослушивание оператором сигналов выхода КФД [2]. Если сигналы надлежащим образом оцифрованы, то к полученному дискретному сигналу можно применить традиционное дискретное (быстрое) преобразование Фурье [4]. Как известно, данное преобразование – последовательность коэффициентов, рассчитываемых на основании исходного дискретного сигнала. Число различных коэффициентов равно числу отсчетов, которыми задается дискретный сигнал. В реальных условиях для решения задачи рас-

познавания необходимо осуществлять процедуру сравнения поступающих измерений, с постоянно обновляемым массивом данных; необходимо хранить коэффициенты, соответствующие различным целям на фоне разной местности, соответствующие разнообразным ситуациям, что задействует значительные аппаратные затраты (память). При этом можно предложить другие методы, допускающие наглядные геометрические интерпретации и не требующие существенных размеров сегментов памяти.

Известно, что анализ линейных (например, колебательный контур) и нелинейных (например, автогенератор) систем, которые описываются дифференциальными уравнениями второго порядка можно выполнить с помощью метода фазовой плоскости [5 – 7]. Так, вопросы устойчивости наглядно иллюстрируются, качественно исследуются на фазовой плоскости; при необходимости можно выполнить приближенное интегрирование, сделать набросок решения. Метод фазовой плоскости предполагает, что для изу-

чаемой системы строятся фазовые траектории (интегральные кривые). Семейство фазовых траекторий (ФТ), получающихся при выборе всевозможных начальных условий, называют фазовым портретом (ФП) системы [8]. Как правило, при построении ФП ограничиваются несколькими ФТ для разных начальных условий [8,5]. Для построения ФТ можно использовать аналитические и графоаналитические методы. К последнему относится метод изоклин, иллюстрируемый для линейных и нелинейных систем в [5, 7].

При аналитическом построении ФТ для линейной системы геометрически представляют равенство вида $F(x,y,C) = 0$, где $y = dx/dt$, C определяется начальными условиями x_0, y_0 . При этом $x(t)$, являющаяся общим решением дифференциального уравнения второго порядка, и ее производная $y(t)$ образуют параметрические уравнения интегральной кривой (ФТ) на фазовой плоскости [5, 6, 9], где t – параметр. Форма ФТ будет определяться функцией $x(t)$. Так, например, [5, 10, 8] гармонике $x(t)$ (колебательный контур без активного сопротивления) соответствует эллиптическая форма ФТ; гармонике, с амплитудой убывающей по экспоненциальному закону (колебательный контур с активным сопротивлением) соответствует скручивающаяся к началу координат спираль. Периодической функции $x(t)$ (не обязательно гармонике) будет соответствовать замкнутая ФТ, пусть даже сложной формы [5, 7]. Для автоколебательной системы, если считать, что имеется генерация гармонического колебания, то предельный цикл (ниже о нем будет сказано) имеет форму окружности; в реальной ситуации наличие других гармоник искажает его форму [5]. У генераторов релаксационного типа предельный цикл может иметь форму близкую к прямоугольнику из-за не гармоничности колебаний, их крутых фронтов [5,11].

В силу единственности решения при заданных начальных условиях ФТ не пересекаются; через каждую обыкновенную точку проходит единственная ФТ. Исключение составляют особые точки, соответствующие состоянию равновесия (покоя) системы, такие как: особая точка типа устойчивого (неустойчивого) узла, устойчиво (неустойчиво) фокуса, седла [5, 7]. На фазовой плоскости может существовать замкнутая кривая, называемая предельным циклом. Замкнутая ФТ называется предельным циклом, если она имеет окрестность из обыкновенных точек, в которой все ФТ спиралевидно приближаются к ней (устойчивый предельный цикл) или удаляются от нее (неустойчивый предельный цикл) или приближаются к ней с одной стороны и удаляются от нее с другой (полуустойчивый предельный цикл) [7]. В литературе особые точки, предельный цикл иногда называют аттракторами, например, аттрактор типа фокус, аттрактор типа предельного цикла [8, 11]. В [12] можно найти определение глобального (максимального) аттрактора динамической

системы, которым при некоторых условиях является ограниченное замкнутое множество фазового пространства (пространства состояний). В [12] указывается, что важным свойством глобального аттрактора, которое удается установить во многих интересных для приложений ситуациях, является его конечномерность. При этом вводится понятие фрактальной размерности (метрического порядка) множества. Этим множеством является аттрактор.

В статье не рассматриваются системы, описываемые дифференциальными уравнениями, не проводится анализ свойств аттракторов. Однако на основании понятий вводимых при анализе систем на фазовой плоскости и определения фрактальной размерности анализируются сигналы выхода КФД когерентно-импульсной РЛС при распознавании движущихся целей.

Сигнал выхода КФД когерентно-импульсной РЛС – гармоническое колебание доплеровской частоты [3], точнее сумма колебаний от всех целей и подстилающей поверхности, находящихся в зоне наблюдения РЛС. Если мысленно провести деление зафиксированного сигнала на элементы, а каждый элемент на фазовой плоскости представить псевдо ФТ, то весь сигнал представится псевдо ФП (в дальнейшем слово «псевдо» будем опускать). В таком случае справедлив термин ФП сигнала, а не ФП системы; анализ сигнала, а не системы. Для перевода сигнала на фазовую плоскость необходимо найти производную зафиксированного сигнала по времени. Очевидно, что построенные таким образом псевдо ФТ – это не ФТ, соответствующие различным начальным условиям; и, конечно, понятие обыкновенной точки, аттрактора здесь не имеет смысла. Однако если построенные псевдо ФТ отвечают одному объекту зондирования, то будут наблюдаться кривые (псевдопредельные циклы), к которым полученные псевдо ФТ приближаются. Форма этих кривых будет определяться целями, зондируемыми РЛС, т.к. элементы кривых зависят от параметров принятых сигналов. Так, в случае гармонического колебания, как идеального сигнала выхода КФД когерентно-импульсной РЛС, на фазовой плоскости будет эллипс, оси которого определяются амплитудой и частотой колебания [5] (доплеровской частотой). Так как в когерентно-импульсных РЛС основным признаком распознавания целей служит доплеровская частота, а от ее значений зависят элементы кривых фазовой плоскости, то фазовая плоскость может быть использована при распознавании движущихся целей. Если на фазовой плоскости при анализе псевдо ФТ использовать понятие метрического порядка, точнее клеточного метрического порядка [13], то это может стать полезным в силу того, что получаемому псевдо ФП можно поставить в соответствие зависимость (сигнатуру метрического порядка), которая наглядно

графически изображается и для хранения которой не нужны большие аппаратные затраты.

Цель статьи: Разработать метод анализа сигналов выхода КФД когерентно-импульсных РЛС на фазовой плоскости с использованием сигнатур метрического порядка.

Представление сигналов выхода КФД когерентно-импульсной РЛС на фазовой плоскости

Рассмотрим представление сигналов выхода КФД на конкретных примерах экспериментальных измерений: при зондировании РЛС участка местности без целей (фон плюс шум), автомобиля МАЗ, mopeda, велосипедиста, идущего человека, двух автомобилей, рис. 1. Данные случаи зондирования подробно описаны в [14]. На рис. 1 приводятся экспериментально зарегистрированные сигналы $u_{\text{КФД}m}(t)$ и сигналы, полученные путем моделирования $u_m(t)$. Моделью сигнала $u_m(t)$ выхода КФД в данном случае является сумма гармоник доплеровских частот, амплитуды, частоты и начальные фазы которых определялись путем экспериментальных измерений, рис. 1, е:

$$u_m(t) = u_{\phi} \cos(2\pi f_{\text{дф}} t - \varphi_{\phi}) + u_{\psi 1} \cos(2\pi f_{\text{дц}1} t - \varphi_{\psi 1}) + u_{\psi 2} \cos(2\pi f_{\text{дц}2} t - \varphi_{\psi 2}).$$

Для перевода моделей сигналов $u_m(t)$ на фазовую плоскость находилась производная от модели $du_m(t)/dt$ аналитическим путем:

$$du_m(t)/dt = - [u_{\phi} 2\pi f_{\text{дф}} \sin(2\pi f_{\text{дф}} t - \varphi_{\phi}) + u_{\psi 1} 2\pi f_{\text{дц}1} \sin(2\pi f_{\text{дц}1} t - \varphi_{\psi 1}) + u_{\psi 2} 2\pi f_{\text{дц}2} \sin(2\pi f_{\text{дц}2} t - \varphi_{\psi 2})].$$

Для представления экспериментально зарегистрированных сигналов $u_{\text{КФД}m}(t)$, каждый из которых состоит из 1024 точек отстоящих по времени друг от друга на $\Delta = 5 \cdot 10^{-5}$ с, рис. 1 (оцифровка сигналов производилась с частотой 20 кГц; длина осциллограммы $\tau_m = 51,15$ мс), осуществлялись следующие действия. Первоначально исходные данные сглаживались для подавления быстрых вариаций сигналов выхода КФД, обусловленных шумом, которые бы внесли в производную ложную высокочастотную составляющую. Высокочастотный шум обусловлен дискретизацией. В данном случае сглаживание производилось на основе функции Гаусса [8] (функция $us = \text{ksmooth}(t, u_{\text{КФД}}, v)$ в Mathcad). Ширина окна сглаживания v выбиралась применительно к конкретному сигналу и определялась его зашумленностью, а также спектральным составом зарегистрированного сигнала. Значение ширины окна в точках приводится на портретах, рис. 2 (справа). Большие окна отвечают случаям сильной зашумленности: участок местности без целей, рис. 1, а; а также идущему человеку, когда из исходной быстроосциллирующей зависимости, вследствие наличия в ней шума, необходимо получить другую, в которой доминирует более низкочастотная составляющая, $f_{\text{дц}} = 150$ Гц, рис. 1, д, соответствующая идущему человеку. Малые окна позволяют сохранить быстрые вариации сигнала, которые наблюдались в случае зон-

дирования двух автомобилей, сигнал от одного из которых имел высокую частоту $f_{\text{дц}2} = 1800$ Гц, рис. 1, е.

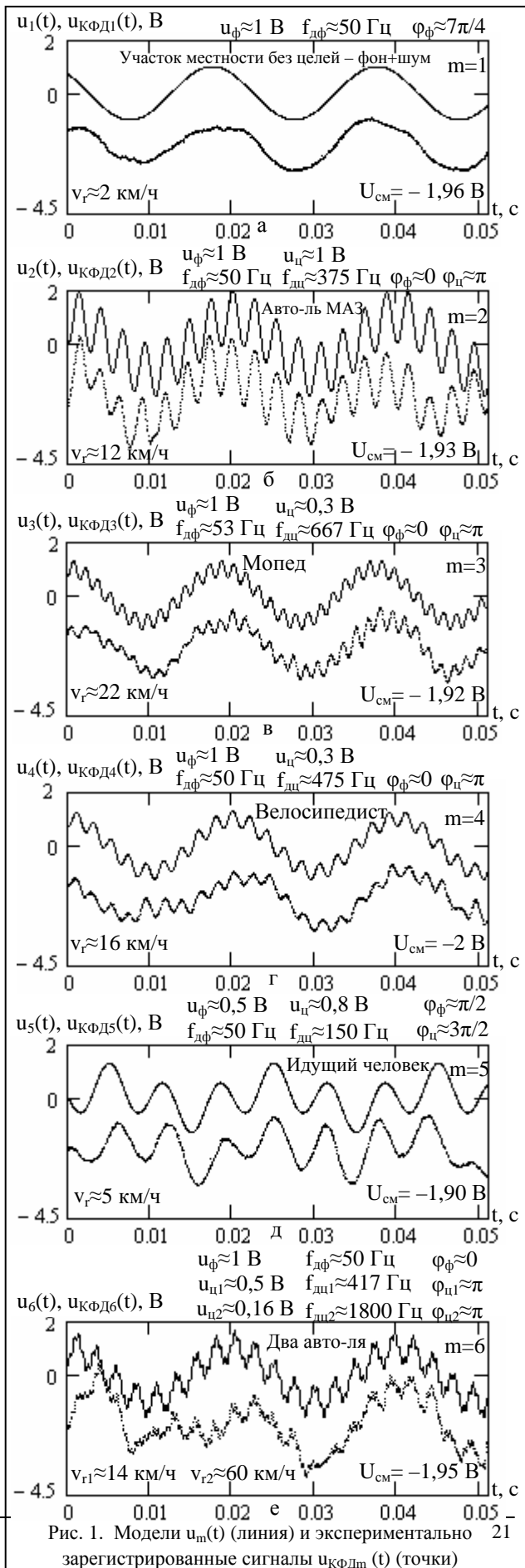


Рис. 1. Модели $u_m(t)$ (линия) и экспериментально зарегистрированные сигналы $u_{\text{КФД}m}(t)$ (точки)

Следующим шагом для перевода экспериментальных данных на фазовую плоскость являлась интерполяция. В работе применялась кубическая сплайн-интерполяция [8] (функция $s = \text{cspline}(t, u_s)$, $u_i(t1) = \text{interp}(s, t, u_s, t1)$ в Mathcad), т.к. в большинстве практических приложений экспериментальные точки соединяют гладкой кривой и лучше всего для этих целей подходит интерполяция кубическими сплайнами, т.е. отрезками кубических парабол.

Последним действием служит непосредственно вычисление самой производной, что осуществлялось вычислительным процессором Mathcad, который обеспечивает превосходную точность численного дифференцирования [8].

Все приведенные на рис. 2 портреты (слева и справа) построены в точках, т.к. исходным материалом служил эксперимент, оцифровка сигналов с частотой 20 кГц; общее количество точек портрета 1024. Кроме этого, постоянная составляющая в сигналах (рис. 1) устранялась и на ФП (рис. 2) отсутствует.

На рис. 2 приводятся ФП экспериментально зарегистрированных сигналов и ФП для их моделей. Из рис. 2 видно, что портреты моделей и экспериментальных сигналов имеют схожую структуру и параметры. Все портреты связаны с соответствующими параметрами сигналов, показанных на рис. 1. Размах по оси производной определяется амплитудами и частотами гармоник, формирующих сигнал, согласно приведенному выше соотношению для $du_m(t)/dt$; размах по оси сигнала определяется амплитудами гармоник, как в выражении для $u_m(t)$. Так, ФП для мопеда имеет больший размах по оси производной по сравнению с ФП для велосипедиста, рис. 2, в, г, что объясняется большими значениями доплеровских частот, рис. 1, в, г, при равенстве амплитуд гармоник. Размах по оси производной зависит от произведения амплитуды и частоты (выражение для $du_m(t)/dt$), что наглядно демонстрируется ФП для МАЗ-а, где сравнительно невысокое значение $f_{дн} = 375$ Гц «усилено» большим значением амплитуды $u_{ц} = 1$ В. Структура портрета, его «плотность» зависит от частоты гармоник: низкочастотным случаям (рис. 2, д) соответствует малое число колебаний, сравнительно высокочастотным – большое, рис. 2, б – г, е. Форма ФП зависит от сигналов, наблюдаемых на выходе КФД. На рис. 2, а (слева) простой гармонике соответствует эллиптическая форма ФП. Отметим также наличие несущественных изменений структуры портретов при вариации начальными фазами гармоник, что проверялось в Mathcad-е на основании соотношений для $u_m(t)$ и $du_m(t)/dt$.

Итак, ФП информативен с точки зрения решения задачи распознавания, т.к. его параметры (размах по осям) и структура зависят от признаков распознавания (доплеровской частоты, амплитуды, формы сигналов) типа цели при помощи когерент-

но-импульсных РЛС.

Для количественного оценивания параметров и формы (структуры) ФП полезным является понятие

метрического порядка, сигнатур метрического порядка U – часток местности без целей – фон + шум

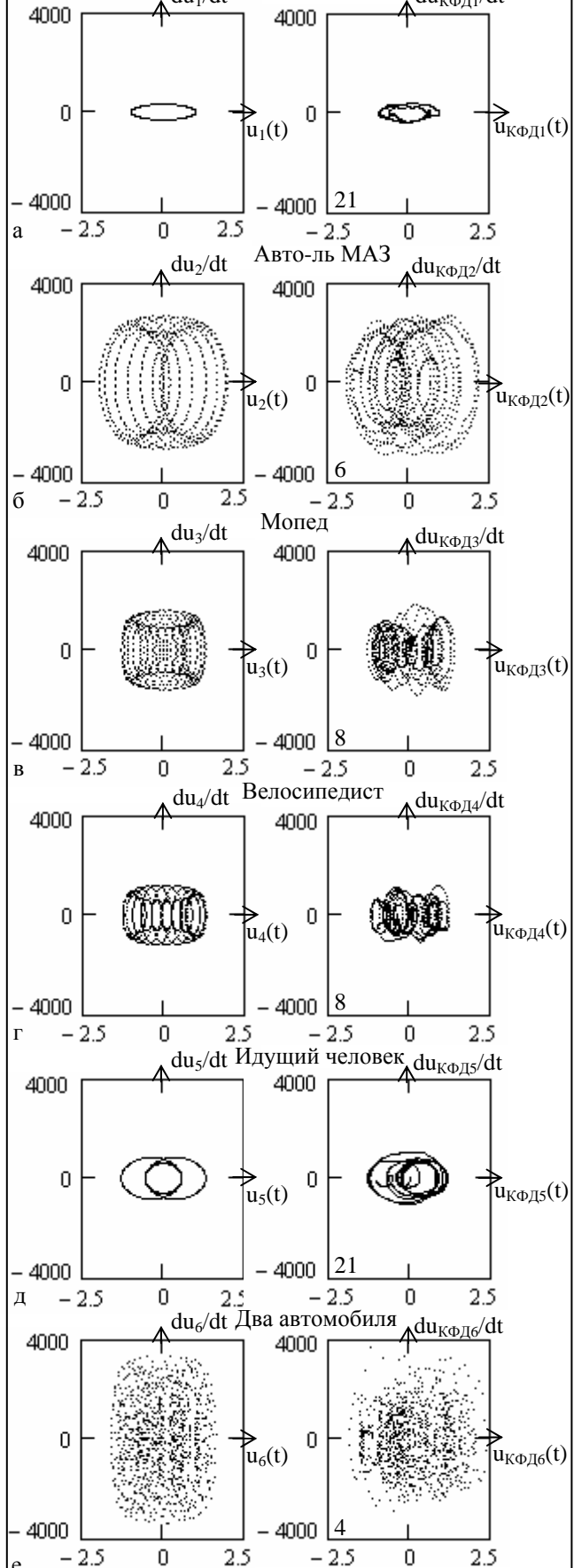


Рис. 2. Псевдо ФП моделей (слева) и экспериментально зарегистрированных сигналов (справа)

Метрический порядок, сигнатуры метрического порядка

В [12] дается строгое определение метрического порядка компакта (фрактальной размерности). Пусть M – компактное множество в сепарабельном гильбертовом пространстве H . Тогда фрактальной размерностью множества M называется величина

$$\dim_f M = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\ln N(M, \varepsilon)}{\ln 1/\varepsilon},$$

где $N(M, \varepsilon)$ – минимальное число замкнутых шаров радиусом ε , покрывающих множество M .

Это понятие было введено Л.С. Понтрягиным и Л.Г. Шнирельманом в 1932 году.

Множества, метрический порядок которых не является целым числом, называют фрактальными.

Все основные понятия, необходимые для понимания определения метрического порядка компакта, такие как: компактность множества, сепарабельность метрического пространства, определение вещественного гильбертова пространства, замкнутого шара можно найти в [15]. Определение верхнего предела последовательности приводится для краткости будет использовать термин метрический порядок; слово компакт опускаем, предполагая, что рассматриваются компактные множества.

В [12] дается иллюстрация определения метрического порядка. Так, можно показать, что если M – отрезок некоторой длины, то $\dim_f M = 1$.

Другой пример M – канторово множество, которое получается из отрезка $[0,1]$ последовательным удалением средних третей, т.е.

$$M = \bigcap_{k=0}^{\infty} J_k ;$$

$$J_0 = [0, 1]; J_1 = [0, 1/3] \cup [2/3, 1];$$

$$J_2 = [0, 1/9] \cup [2/9, 1/3] \cup [2/3, 7/9] \cup [8/9, 1]$$

и так далее. Каждое множество J_k – объединение 2^k интервалов длиной $1/3^k$. Поэтому

$$\dim_f M = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\ln 2^k}{\ln 2 \cdot 3^k} = \frac{\ln 2}{\ln 3}.$$

Из вышесказанного следует, что канторово множество является фрактальным.

При отыскании предела использовано равенство $\overline{\lim}_{k \rightarrow \infty} \alpha_k = \lim_{k \rightarrow \infty} \alpha_k$, которое справедливо для сходящихся

числовых последовательностей $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ [16].

На примере канторова множества введем понятие сигнатур метрического порядка. Для этого построим зависимость логарифма минимального числа замкнутых шаров радиусом ε , покрывающих множество M $\ln N(M, \varepsilon)$, от логарифма величины обратной их радиусу $\ln 1/\varepsilon$, рис. 3.

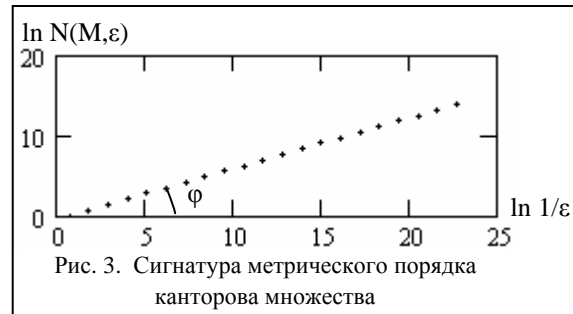


Рис. 3. Сигнатура метрического порядка канторова множества

На рис. 3 при $k = 0$ число шаров $N(M, \varepsilon) = 1$, радиус $\varepsilon = 1/2$, тогда $\ln N(M, \varepsilon) = 0$, $\ln 1/\varepsilon = \ln 2$; при $k = 1$ – $N(M, \varepsilon) = 2$, $\varepsilon = 1/6$, тогда $\ln N(M, \varepsilon) = \ln 2$, $\ln 1/\varepsilon = \ln 6$; и т.д. до $k = 20$, при котором $N(M, \varepsilon) = 2^{20}$, $\varepsilon = 1/2 \cdot 3^{20}$, тогда $\ln N(M, \varepsilon) = 13,863$, $\ln 1/\varepsilon = 22,665$.

Таким образом, путем подсчета числа шаров при соответствующих радиусах построена зависимость в дважды логарифмических координатах. В данном случае зависимость между $\ln N(M, \varepsilon)$ и $\ln 1/\varepsilon$ – линейная функция. По угловому коэффициенту $\operatorname{tg} \varphi$, рис. 3, можно определить величину, которую в литературе [13] называют клеточной размерностью (клеточным метрическим порядком):

$$D = \operatorname{tg} \varphi = \frac{\Delta \ln N(M, \varepsilon)}{\Delta \ln 1/\varepsilon}.$$

Не трудно убедиться, что в случае канторова множества $D = \dim_f M = \ln 2 / \ln 3$.

Заметим, что переход к клеточной размерности делается на основании допущения, что в пределе при $\varepsilon \rightarrow 0$ имеет место соотношение

$$\ln N(M, \varepsilon) = \dim_f M \cdot \ln 1/\varepsilon + b.$$

Для канторова множества это так (и не только при $\varepsilon \rightarrow 0$, рис. 1), $b = -(\ln 2)^2 / \ln 3$.

На практике пользуются различными значениями ε , при этом, для расчета D , выбирают линейный участок зависимости $\ln N(M, \varepsilon)$ от $\ln 1/\varepsilon$ [13]. Для покрытия множества M используют не только замкнутые шары, но, например, для плоского случая квадраты со стороной ε [13].

Зависимости, необходимые для определения клеточной размерности (клеточного метрического порядка), построенные по результатам измерений, будем называть сигнатурами метрического порядка. Иными словами сигнатура метрического порядка – зависимость логарифма минимального числа замкнутых шаров радиусом ε (квадратов стороны ε), по-

крывающих множество $M \ln N(M, \epsilon)$, от логарифма величины обратной их радиусу $\ln 1/\epsilon$, полученная путем измерений (подсчета числа шаров).

На рис. 3 приводится сигнатура метрического порядка канторова множества, а на рис. 4, а-г изображены различные множества M_i (i – номер) на плоскости с соответствующими сигнатурами, рис. 4, е. Формирование множеств осуществлялось следующим образом. В компьютерном математическом пакете Mathcad [8] генерировалась квадратная матрица I_i порядка $q = 8$ (размер 8×8) в графическом виде. Каждый элемент матрицы – пиксел изображения черного (оттенок серого – 0) или белого (оттенок серого – 255) цвета. Каждое из множеств M_i (рис. 2, а – г) – определенное расположение белых пикселей E (квадратов) на фоне черных. Общее число белых квадратов, формирующих каждое множество M_i , (рис. 4, а – г) равно 16, длина стороны квадрата E равна некоторому ϵ_n .

Сигнатуры метрического порядка (рис. 4, е) строились при помощи пакета MATLAB: FracLab в окне Box dimension: Box method: Binary data. Получение этих сигнатур заключалось в подсчете числа квадратов $N(M_i, \epsilon)$ с длиной стороны ϵ , покрывающих множество M_i матрицы I_i . При этом покрытие множества M_i квадратами с разными сторонами осуществлялось так, как это показано на рис. 4, д для множества M_4 . На рис. 4, д самый большой квадрат покрытия для матрицы I_4 порядка $q=8$ будет иметь длину стороны $\epsilon = 4 \cdot \epsilon_n$; самый малый квадрат будет со стороной $\epsilon = \epsilon_n$. Подсчет числа квадратов покрытия $N(M_i, \epsilon)$, содержащих квадраты E данного множества M_i , позволяет построить сигнатуры.

Из определения $\dim_f M$ и свойств логарифмов следует, что для построения сигнатур метрического порядка возможно использование логарифмов по любому основанию d ; а также можно строить зависимость $\log_d N(M, \epsilon)$ от $\log_d \epsilon$, однако при этом необходимо брать модуль клеточной размерности, т. к. $\dim_f M$ меняет в этом случае знак. На рис. 4, е $d = 2$, т.к. здесь и в дальнейшем порядок q матрицы I_i будет выбираться равным $q = 2^p$, p – целое число. Заметим также, что значение ϵ_n задается в относительных величинах: $\epsilon_n = 1/q$ (для удобств логарифмирования).

Объясним сигнатуры рис. 4, е. Все сигнатуры начинаются в одной точке с координатами $(-3, 4)$, потому, что все множества, изображенные на рис. 4, а – г, состоят из одинакового числа белых квадратов E (16 штук) и отличаются между собой лишь их расположением. Поэтому при покрытии любого из множеств квадратами с самой малой стороной $\epsilon = \epsilon_n = 1/8$ $\log_2 \epsilon_n = -3$, $\log_2 N(M, \epsilon_n) = 4$, т.к. в этом случае $N(M, \epsilon_n) = 16 = 2^4$, $\epsilon_n = 1/8 = 2^{-3}$. Все сигнатуры рис. 4, е сходятся в одной точке с координатами

$(-1, 2)$, которая соответствует покрытию множеств M_i самыми большими квадратами со стороной $\epsilon = 4 \cdot \epsilon_n = 1/2 = 2^{-1}$. Здесь $\log_2 4 \cdot \epsilon_n = -1$; а $\log_2 N(M, 4 \cdot \epsilon_n) = 2$ для всех множеств, т. к. белые квадраты E , формирующие M_i , содержатся во всех 4 больших квадратах покрытия.

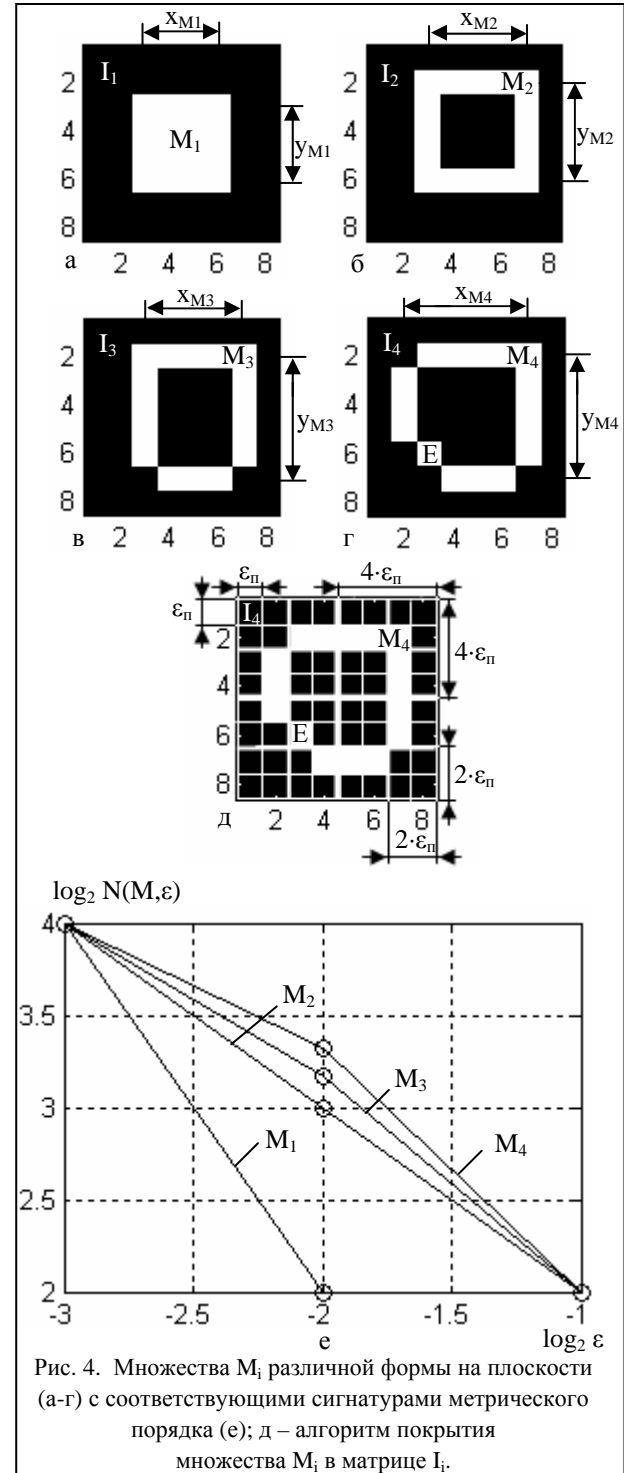


Рис. 4. Множества M_i различной формы на плоскости (а-г) с соответствующими сигнатурами метрического порядка (е); д – алгоритм покрытия множества M_i в матрице I_i .

Для квадратов покрытия со стороной $\epsilon = 2 \cdot \epsilon_n = 1/4 = 2^{-2}$ значение $\log_2 2 \cdot \epsilon_n = -2$, а $\log_2 N(M, 2 \cdot \epsilon_n)$ различны для всех множеств M_i . Для множества M_1 $\log_2 N(M_1, 2 \cdot \epsilon_n) = 2$, т.к. каждый квадрат покрытия

содержит в себе 4 квадрата E множества M_1 (в силу того, что $x_{M_1} = y_{M_1} = 3 \cdot \varepsilon_n$ и M_1 находится в центре I_1); чтобы покрыть все M_1 понадобится $N(M_1, 2 \cdot \varepsilon_n) = 4$ квадратов покрытия. В случае M_2 , где $x_{M_2} = y_{M_2} = 4 \cdot \varepsilon_n$ и множество находится в правом верхнем углу матрицы I_2 , на расстоянии ε_n от края $\log_2 N(M_2, 2 \cdot \varepsilon_n) = 3$, потому, что для покрытия всего M_2 понадобится $N(M_2, 2 \cdot \varepsilon_n) = 8$ квадратов покрытия. Для множества M_3 $\log_2 N(M_3, 2 \cdot \varepsilon_n) = 3,17$, по причине того, что M_3 отличается от M_2 смещением 3 нижних квадратов E на ε_n (рис. 4, в), т.е. $y_{M_3} = 5 \cdot \varepsilon_n$, $x_{M_3} = x_{M_2}$, в этом случае $N(M_3, 2 \cdot \varepsilon_n) = 9$. Множество M_4 отличается от M_3 смещением 3 левых квадратов E на ε_n (рис. 4, г), т.е. $x_{M_4} = 5 \cdot \varepsilon_n$, $y_{M_4} = y_{M_3}$, в этом случае $N(M_4, 2 \cdot \varepsilon_n) = 10$ (продемонстрировано на рис. 4, д), $\log_2 N(M_4, 2 \cdot \varepsilon_n) = 3,32$.

Заметим, что реализованный таким образом алгоритм покрытия множеств отличается от того, который заложен в определении $\dim_f M$: не всегда выполняется условие минимальности числа $N(M, \varepsilon)$. Например, множество M_4 можно покрыть $N(M_4, 2 \cdot \varepsilon_n) = 8$ квадратами со стороны $2 \cdot \varepsilon_n$, (рис. 4, д), а не 10-тью, как получается по этому алгоритму. Это следствие простоты расчетов, алгоритма покрытия, которое, однако, может быть полезным. Так, если множество M_1 разместить в позиции M_2 (правый верхний угол матрицы), то это перемещение отразится на значении $N(M_1, 2 \cdot \varepsilon_n)$, оно станет равным 9 вместо предыдущих 4. При применении покрытия согласно определению $\dim_f M$ значение $N(M_1, 2 \cdot \varepsilon_n) = 4$, как до перемещения.

Отметим, что сигнатуры метрического порядка и связанная с ними клеточная размерность D не имеют той математической строгости, которая заложена в определении $\dim_f M$ [12]. В многочисленной литературе по этим вопросам [13,17] нет математически обоснованного перехода от предельного случая при $\varepsilon \rightarrow 0$ к значениям ε , применяемым в расчетах. В основном рассматриваются частные случаи некоторых множеств.

Необходимо также сказать, что разным множествам могут соответствовать одинаковые сигнатуры. Это несложно показать на примере квадратной матрицы порядка 8 с множествами из 16 квадратов, рис. 4. Так, если, например, множество M_2 преобразовать смещением 3 левых квадратов влево, аналогично тому, как это сделано в случае множества M_3 (оно образовано смещением 3 нижних квадратов M_2 вниз), то сигнатура полученного таким образом множества совпадет с сигнатурой множества M_3 . Это, в общем, является недостатком сигнатур метрического порядка, так как взаимнооднозначное соответствие не всегда выполнимо. Однако сигнатурам присущи положительные особенности, которые мы в дальнейшем подчеркнем.

Заметим, что рассмотренные множества M_i (рис. 4), специально выбраны по форме напоминающей формы портретов, рис. 2.

В статье рассматривается применение сигнатур метрического порядка к анализу ФП, соответствующих сигналам выхода канала фазового детектирования когерентно-импульсной РЛС, при зондировании ей различных движущихся целей.

Методы анализа сигналов выхода КФД на основе традиционного ДПФ и сигнатур метрического порядка, при распознавании типа движущейся цели

При решении задачи распознавания типа цели к сигналам выхода КФД применимо дискретное преобразование Фурье (ДПФ) или быстрое как алгоритм того же дискретного (БПФ). Согласно [4] ДПФ (БПФ) – последовательность коэффициентов вида

$$C_n = \frac{1}{N_1} \sum_{k=0}^{N_1-1} u_k e^{-j2\pi nk/N_1},$$

где N_1 – число отсчетов исходного дискретного сигнала; u_k – отсчеты сигнала: $u_0, u_1, u_2, \dots, u_{N_1-1}$, (рис. 1, $u_{\text{КФД}}$); n указывает на гармонику, к которой относится коэффициент, частота гармоники $\omega_n = n\omega_1 = n2\pi/T = n2\pi/N_1\Delta$, T – длина сигнала, Δ – период дискретизации.

Совокупность чисел $\{|C_n|\}$ называют спектром амплитуд сигнала [18]. Спектром частот сигнала называется совокупность частот комплексных гармоник, присутствующих в его комплексном ряде Фурье [18].

Для сигналов представленных на рис. 1 спектры амплитуд рассчитаны по последнему соотношению и графически изображены на рис. 5.

Расчет спектров производился по 205 отсчетам, взятым из исходной выборки в 1024 отсчета в моменты времени $0, 5\Delta, 10\Delta, 15\Delta, \dots, 1020\Delta$. Отсчеты внутри отрезков $[0, 5\Delta], [5\Delta, 10\Delta], [10\Delta, 15\Delta], \dots, [1015\Delta, 1020\Delta]$ убраны согласно теореме Котельникова. В нашем случае максимальная частота сигналов выхода КФД (частота Доплера) не превышает 2 кГц. Поэтому частота дискретизации АЦП может быть выбрана равной не 20 кГц, а 4 кГц, что и обеспечено устранением лишних отсчетов. Частота в 20 кГц требовалась выше для более правильного восстановления формы сигналов выхода КФД, что необходимо при отыскании их производной, представления на фазовой плоскости.

По спектрам, приведенным на рис. 5, задача распознавания решается путем измерения положений составляющих спектра на оси частот и амплитуд этих составляющих. В последних заложена информация об амплитуде гармоник, формирующих сигнал выхода КФД.

Спектры моделей, изображенные на рис. 5 (слева), отличаются от спектров экспериментально зарегистрированных сигналов, рис. 5 (справа), более плавным изменением амплитуд. На всех спектрах (рис. 5)

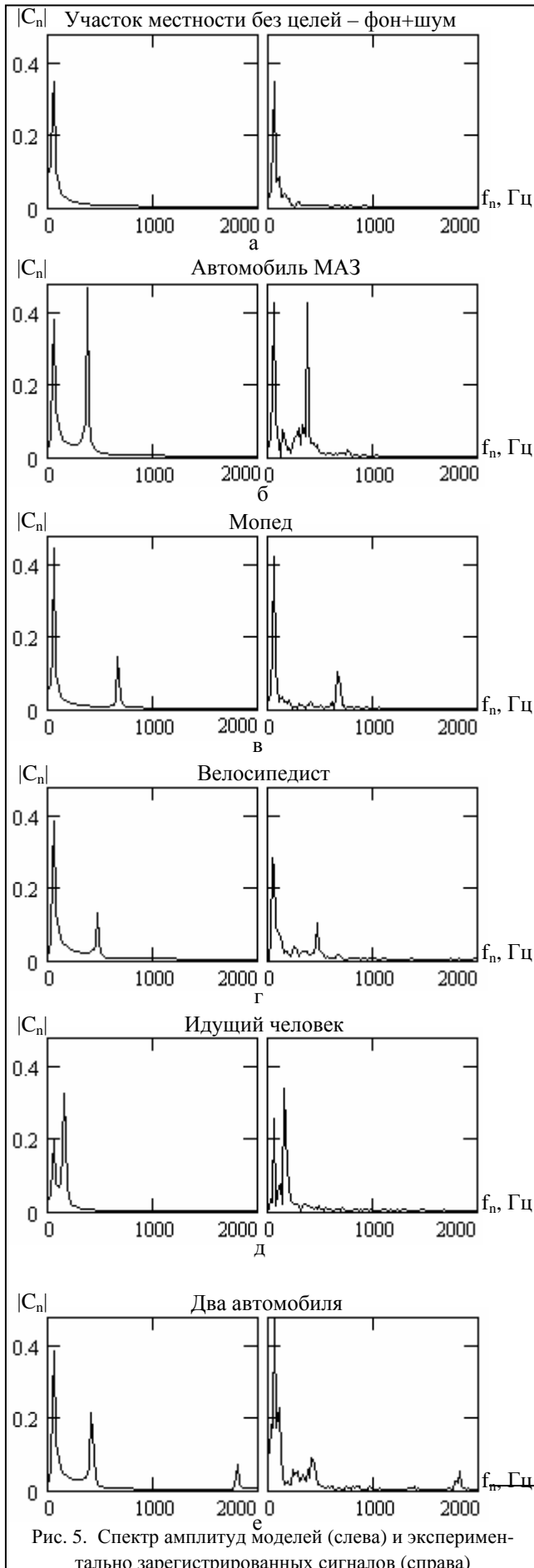


Рис. 5. Спектр амплитуд моделей (слева) и экспериментально зарегистрированных сигналов (справа)

присутствует составляющая фона и низкочастотного шума, обусловленного фильтром доплеровских частот КФД [1, 19], в окрестности частот 50 – 60 Гц.

По числу составляющих спектра можно судить о количестве целей: одна – рис. 5, б – д; две (групповая цель) – рис. 5, е; ни одной – рис. 5, а. По амплитуде и частоте можно судить о типе цели. В окрестности фоновой, шумовой составляющей лежат отражения от движущихся людей, рис. 5, д. Для небольших по сравнению с МАЗ-ом движущихся целей типа велосипедист, мопед наблюдаются малые амплитуды целевых составляющих спектра (рис. 5, в, г и рис. 5, б). При этом велосипедиста от человека едущего на мопеде можно отличить по скорости (частоте Доплера).

Заметим, что при сравнении амплитуд необходимо проводить усреднение результатов, а также учитывать частотную характеристику фильтра доплеровских частот КФД [19].

Для решения задачи распознавания типа цели спектры амплитуд, пример которых показан на рис. 5, или исходные коэффициенты ДПФ (БПФ) необходимо хранить в памяти для процедуры сравнения с новыми поступающими измерениями, т.к. вероятность распознавания цели по спектрам повышается при создании значительного массива данных. Действительно, чтобы распознать цель не достаточно знания графических представлений, показанных на рис. 5. Реально спектры зависят от множества факторов: дальности до объектов зондирования, подстилающей поверхности, траектории движения цели, состава группы целей и др. Поэтому необходима большая, непрерывно обновляемая база данных.

Согласно общей теории [4] для хранения коэффициентов ДПФ, спектров амплитуд, необходима емкость памяти на запоминание $N_1/2$ величин, где N_1 – число отсчетов исходного дискретного сигнала, потому, что коэффициенты $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N_1/2}$ – информативны, а коэффициенты $C_{N_1/2+1}, \dots, C_{N_1-1}$ при изучении амплитудного спектра сигнала не дают новых сведений. Заметим, что число различных коэффициентов $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{N_1-1}$, вычисляемых по формуле для C_n , равно числу отсчетов N_1 .

При больших длинах входных массивов необходимый размер сегмента памяти возрастает существенно.

Для решения задачи распознавания меньшими аппаратными затратами полезно рассматривать сигналы выхода КФД на фазовой плоскости, анализировать их портреты как множества с помощью сиг-

натур метрического порядка.

На рис. 6 приводятся сигнатуры метрического

порядка ФП сигналов выхода КФД, построенные для объектов зондирования рассмотренных выше.

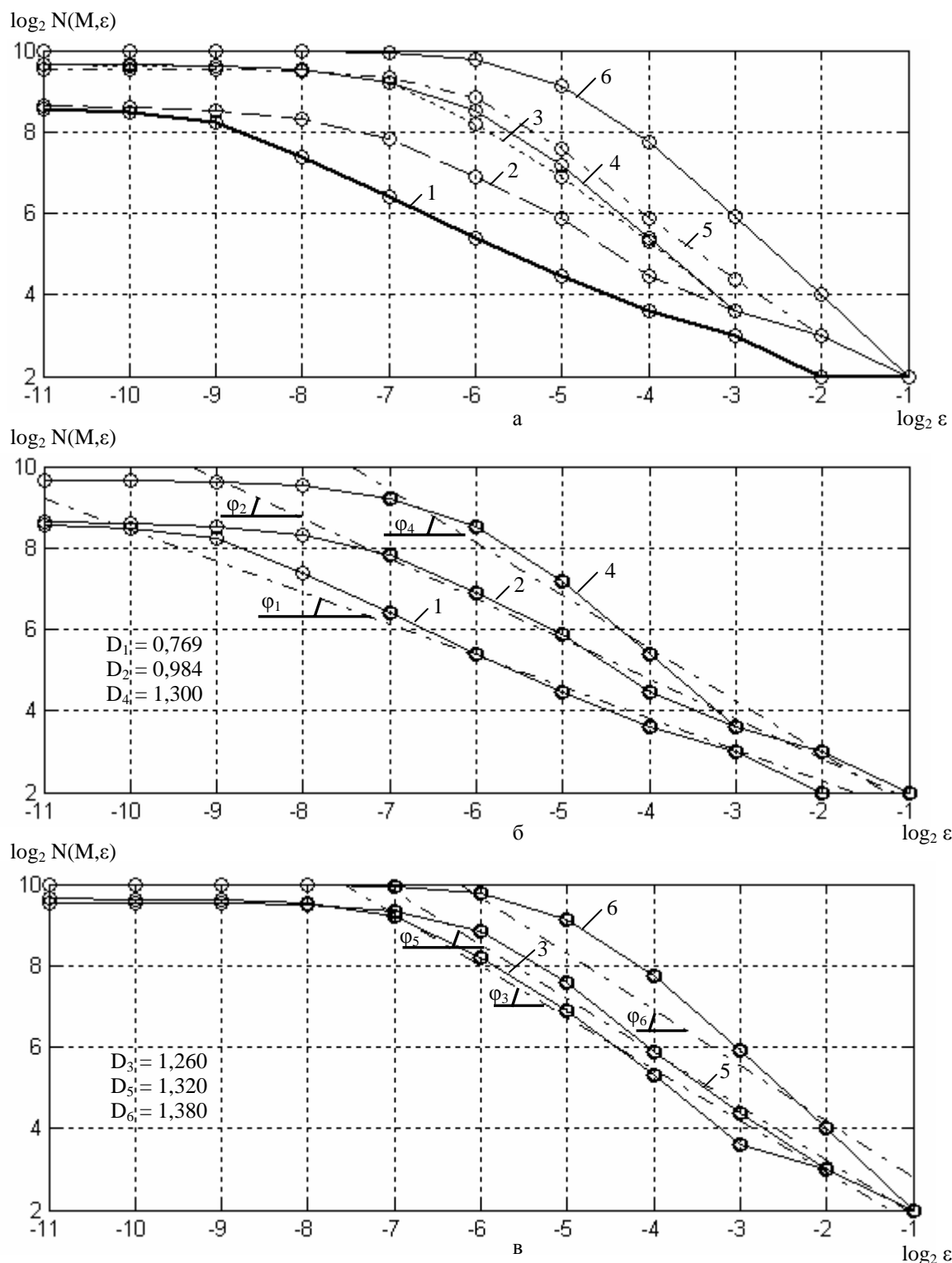


Рис. 6. Сигнатуры метрического порядка псевдо ФП сигналов (а – в) с определенными по ним клеточными размерностями D (б-в) для различных объектов зондирования: 1 – участок местности без целей (фон+шум); 2 – идущий человек; 3 – автомобиль МАЗ; 4 – велосипедист; 5 – мопед; 6 – два автомобиля

Вычисление сигнатур проводилось как для множеств (рис. 4). При этом гармоники, формирующие ФП, нормировались на значение их амплитуд.

Сами амплитуды запоминались для создания полного массива данных о конкретном объекте зондирования. Нормировка выполнена с целью пред-

ставления сигнатурами особенностей спектра частот сигнала выхода КФД, форм колебаний на выходе КФД. Амплитуда должна измеряться и запоминаться отдельно, что не представляет ни каких сложностей при работе с когерентно-импульсными РЛС и цифровыми устройствами, используемыми в данной работе при регистрации сигналов [20].

Для вычисления сигнатур портреты рассматривались как множества M_i (рис. 4), т.е. как совокупность точек на фазовой плоскости (некоторая фигура). При этом ФП помещались в квадратной матрице I порядка $q = 2^{11} = 2048$ (размер 2048×2048). Такой порядок задан исходя из числа точек, формирующих осциллограммы (рис. 1) и, соответственно, портреты (рис. 2). Для хорошего разрешения точек необходим размер матрицы хотя бы в два раза превышающий число точек. В противном случае информация, содержащаяся в ФП, будет частично утеряна.

Здесь, как и выше каждый элемент матрицы I – пиксел изображения черного (точка портрета отсутствует) или белого (имеется точка портрета) цвета. Каждый из портретов, рис. 2, – определенное расположение белых пикселей (квадратов) на фоне черных.

Сигнатуры, показанные на рис. 6, позволяют легко выделить участок местности без целей. Здесь сигнатура ввиду малого размаха по оси производной ФП, рис. 2, а, находится ниже всех остальных (рис. 6, цифра 1). В силу наложения точек формирующих ФП для участка местности без целей сигнатура имеет при значении $\log_2 \varepsilon = -11$ (самый малый квадрат покрытия) значение $\log_2 N(M, \varepsilon)$ менее всех других. При покрытии самыми большими квадратами, т.е. при $\log_2 \varepsilon = -1$ сигнатура для участка местности без целей имеет значение $\log_2 N(M, \varepsilon) = 2$ (4 квадрата покрытия). Это значение сохраняется и при $\log_2 \varepsilon = -2$, т.к. из всех портретов, приведенных на рис. 2, портрет для участка местности без целей имеет самый малый размах по оси сигнала, рис. 2, а.

Все остальные сигнатуры сходятся в точке с абсциссой $\log_2 \varepsilon = -1$ и ординатой $\log_2 N(M, \varepsilon) = 2$, т.к. во всех 4 больших квадратах покрытия содержатся точки портретов сигналов, рис. 2. Все сигнатуры исходят из разных точек, т.е. при $\log_2 \varepsilon = -11$ $\log_2 N(M, \varepsilon)$, различны, что объясняется различным наложением точек в зависимости от составляющих сигнала выхода КФД. При этом в случае двух автомобилей $\log_2 N(M, \varepsilon) = 10$, т.е. все 1024 точки разрешены, что следует из структуры соответствующего портрета, рис. 2, е. Там точки портрета из-за высоких частот, разности частот составляющих заполняют область портрета приблизительно одинаковым образом, плотность их нахождения в контуре портрета существенно не меняется.

Сигнатура для идущего человека (рис. 6, цифра 2) находится ближе к сигнатуре для участка местности без целей, как и целевая составляющая в спектре на рис. 5, д.

Сигнатуры для человека, едущего на мопеде и велосипедиста (рис. 6, цифры 4, 5) находятся рядом, что согласуется с соответствующими спектрами, изображенными на рис. 5, в, г.

Сигнатура для двух автомобилей располагается выше всех остальных и резко выделяется на их фоне (рис. 6, цифра 6) как и соответствующий спектр на рис. 5, е.

Все сигнатуры изображенные на рис. 6 отражают спектр частот сигналов выхода КФД: чем выше частоты, тем выше лежит сигнатура по оси $\log_2 N(M, \varepsilon)$. Это обстоятельство непосредственно следует из ФП, т.к. частоты сигналов при нахождении производной переходят в амплитуду и определяют размах по оси производной на фазовой плоскости. Большему размаху будет соответствовать более высокое положение соответствующей сигнатуры, с большей модулем крутизны, т.к. значения $\log_2 N(M, \varepsilon)$ в этом случае возрастут.

По полученным сигнатурам можно определить клеточную размерность D (клеточный метрический порядок). С этой целью производилось приближение точек, отвечающих той или иной сигнатуре. Приближение осуществлялось линейной функцией (метод наименьших квадратов).

На рис. 6, б, в оно показано штрихпунктирной линией, а задействованные в приближении точки выделены.

По угловому коэффициенту ($-tg \varphi = D$), рис. 6, б, в, находилась клеточная размерность. Значения размерности показаны на рисунках. Самая малая размерность $D_1 = 0,769$ отвечает участку местности без целей, самая большая $D_6 = 1,380$ – двум автомобилям. Все остальные значения расположены в порядке возрастания: $D_1 < D_2 < D_3 < D_4 < D_5 < D_6$. Это объясняется тем, что угол φ возрастает с ростом частот. Последнее следует из соответствующей зависимости сигнатур от спектра частот сигналов, рассмотренной выше.

Итак, конкретная цель может геометрически изображаться фигурой на фазой плоскости, рис. 2, или прямой, составляющей с направлением оси абсцисс некоторый угол φ , рис. 6, б, в.

При этом для хранения сигнатуры необходимо запоминать 11 величин, рис. 6, т. к. портреты содержатся в матрице I , которая имеет порядок $q = 2^{11} = 2048$ и допускает покрытие квадратами с длинами сторон: $\varepsilon_n; 2 \cdot \varepsilon_n; 4 \cdot \varepsilon_n; 8 \cdot \varepsilon_n; 16 \cdot \varepsilon_n; 32 \cdot \varepsilon_n; 64 \cdot \varepsilon_n; 128 \cdot \varepsilon_n; 256 \cdot \varepsilon_n; 512 \cdot \varepsilon_n; 1024 \cdot \varepsilon_n$, где $\varepsilon_n = 1/q$. Т. е. число разных квадратов покрытия, при которых ведется подсчет числа $N(M, \varepsilon)$ равно 11.

Если пользоваться клеточной размерностью, то запоминать необходимо лишь одну величину D .

В нашем случае, при построении спектров использовали 205 отсчетов сигнала, и было необходимо запомнить 102 величины, 103-я уже являлась лишней, т.к. она комплексно сопряжена со 102-й. Т.е. уменьшить размер сегмента памяти при использовании сигнатур можно в $102/(11 + 1 + 1) \approx 8$ раз. Две последние единицы знаменателя учитывают необходимость запоминания амплитуд основных гармоник, формирующих сигнал, рис. 5, е. При использовании клеточных размерностей в качестве признака распознавания имеем: $102/(1 + 1 + 1) = 34$ раза.

Разработанный в статье метод является методом гибкого применения. Он рассчитан на совместное использование с ранее существующими.

Метод не требует больших аппаратных ресурсов, нагляден, потому, что фигуры (ФП), сигнатуры или прямые, составляющие с направлением оси $O \log_2 \varepsilon$ некоторый угол φ , могут лучше восприниматься оператором, ведущим распознавание типа целей при помощи их зондирования когерентно-импульсной РЛС.

Выводы

1. В статье показана возможность анализа сигналов выхода КФД на фазовой плоскости. Это сделано при помощи наводящих рассуждений исходящих из метода фазовой плоскости, применимого при анализе линейных и нелинейных систем, описываемых дифференциальными уравнениями второго порядка. Приведены этапы перевода сигналов на фазовую плоскость на примерах осциллограмм, зарегистрированных при зондировании различных целей, на примерах моделей сигналов.

2. Продемонстрирована информативность ФП при решении задачи распознавания, т.к. его параметры (размах по осям) и структура зависят от признаков распознавания типа цели при помощи когерентно-импульсных РЛС. К последним относятся: доплеровская частота, амплитуда, форма сигналов выхода КФД.

3. На основании рассуждений основанных на понятии метрического порядка (фрактальной размерности) множества, которым является аттрактор, показана возможность анализа ФП и, соответственно, сигналов выхода КФД с помощью сигнатур метрического порядка. При этом вводилось понятие самих сигнатур, их математический смысл демонстрировался на примере простых множеств.

4. Для сигналов выхода КФД рассчитаны сигнатуры метрического порядка и продемонстрирована зависимость сигнатур и клеточной размерности от спектров частот исходных сигналов.

5. Анализ экспериментально зарегистрированных и моделей сигналов выхода КФД проведен на основе традиционного ДПФ и сигнатур метрического порядка. Показаны возможности обоих методов при распознавании типа движущихся целей. На основании расчета аппаратных затрат приведен выигрыш от применения сигнатур, который позволяет сократить размер сегмента памяти в 8 раз; при использовании клеточной размерности в 34 раза.

6. Разработанный в статье метод может одновременно применяться с другими. Метод основан на представлении сигналов, используемых для распознавания, фигурой, т.е. портретом, сигнатурами метрического порядка, прямыми, составляющими с направлением горизонтальной числовой оси некоторый угол.

Список литературы

1. Изделие 1РЛ133. Техническое описание. БД 1.400.009 ТО. – 1974. – 232 с.
2. Изделие 1РЛ133. Инструкция. БД 1.400.009 ИЭ. – 1974. – 232 с.
3. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы: Учеб. пособие для вузов / В.А. Чердынцев. – Мн.: Высшая школа, 1988. – 369 с.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов / С.И. Баскаков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – 2-е изд., перераб. – М.: Сов. радио, 1971. – 671 с.
6. Пискунов Н.С. Дифференциальное и интегральное исчисления для вузов, т. 2: Учеб. пос. для вузов / Н.С. Пискунов. – 13-е изд. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1985. – 560 с.
7. Корн Г. Справочник по математике: для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы: Пер. со 2-го американского перераб. изд. / Г. Корн, Т. Корн; под общей ред. И.Г. Араманича. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1974. – 832 с.
8. Кирьянов Д.В. Самоучитель Mathcad 11 / Д.В. Кирьянов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 560 с.
9. Пискунов Н.С. Дифференциальное и интегральное исчисления для вузов, т. 1: Учеб. пос. для вузов / Н.С. Пискунов. – 13-е изд. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1985. – 432 с.
10. Савельев И.В. Курс физики: Учеб.: В 3-х т. Т. 2: Электричество. Колебания и волны. Волновая оптика / И.В. Савельев. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 464 с.
11. Мун Ф. Хаотические колебания: Вводный курс для научных работников и инженеров: пер. с англ. / Ф. Мун. – М.: Мир, 1990. – 312 с.
12. Чуешов И.Д. Математические основы теории нерегулярных колебаний бесконечномерных систем: учеб. пособие / И.Д. Чуешов. – Х.: ХГУ, 1991. – 80 с.
13. Федер Е. Фракталы: пер. с англ. / Е. Федер. – М.: Мир, 1991. – 254 с.
14. Вовк А.И. Модель сигналов выхода канала фазового детектирования когерентно-импульсной РЛС при распознавании движущихся целей / А.И. Вовк, А.С. Фатеев, Р.Э. Пащенко // Зб. наук. пр. Харківського університету Повітряних Сил. – Х., 2008. – Вип. 3 (18). – С. 26-36.
15. Вулик Б.З. Краткий курс теории функций вещественных и комплексных переменных: учеб. пособие / Б.З. Вулик. – М.: Мир, 1989. – 254 с.

ственной переменной / Б.З. Вулих. – М.: Наука, 1965. – 304 с.

16. Немыцкий В. Курс математического анализа / В. Немыцкий, М. Слудская, А. Черкасов; под общей ред. проф. В. Немыцкого. – Том 1. – 3-е изд., перераб. – М.: Гос. изд. техн.-теор. лит-ры, 1957. – 488 с.

17. Мандельброт Б. Фрактальная геометрия природы: пер. с англ. / Б. Мандельброт. – М.: Институт компьютерных исследований, 2002. – 656 с.

18. Гринберг С.И. Импульсные функции. Спектральные и операционные методы / С.И. Гринберг; под ред. И.В. Сухаревского. – Х.: АРТА им. Говорова Л.А., 1963. – 196 с.

19. Изделие 1РЛ133. Альбом схем: Изделие 1РЛ133, Схема электрическая функциональная. БД 1.400.009 Э2. – 1974. – 1 с.

20. Цифровой осциллограф BORDO USB B-421. Руководство по эксплуатации. – Минск, 2006. – 51 с.

Поступила в редколлегию 15.01.2009

Рецензент: д-р техн. наук, проф. А.В. Полярус, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

МЕТОД АНАЛІЗУ СИГНАЛІВ ВИХОДУ КАНАЛУ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТУВАННЯ КОГЕРЕНТНО-ІМПУЛЬСНОЇ РЛС НА ФАЗОВІЙ ПЛОЩИНІ З ВИКОРИСТАННЯМ СИГНАТУР МЕТРИЧНОГО ПОРЯДКУ, ПРИ РОЗПІЗНАВАННІ ТИПУ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ

О.І. Вовк, О.С. Фатеев, Р.Е. Пашченко

Показана застосовність фазової площини в рішенні задачі розпізнавання рухомих цілей; залежність параметрів і структури псевдофазових портретів сигналів від ознак розпізнавання цілей; залежність сигнатур метричного порядку і клітинної розмірності від спектрів частот сигналів. Продемонстрована ефективність застосування сигнатур метричного порядку і клітинної розмірності для зниження апаратних витрат на зберігання даних при розпізнаванні цілей в порівнянні з традиційним ДПФ.

Ключові слова: фазова площина, псевдофазова траєкторія, псевдофазовий портрет, метричний порядок, сигнатура метричного порядку.

METHOD OF ANALYSIS OF SIGNALS OF OUTPUT OF CHANNEL OF PHASE DETECTION OF THE COHERENT IMPULSIVE RADIO-LOCATION STATION ON A PHASE PLANE WITH THE USE OF DEPENDENCES OF METRICAL ORDER, AT RECOGNITION OF TYPE OF THE LOCOMOTIVE TARGETS

O.I. Vovk, O.S. Fateev, R.E. Paschenko

Applicability of phase plane in the decision of task of recognition of locomotive targets is shown; dependence of parameters and structure pseudo phase portraits of signals from the signs of recognition of targets is shown; dependence of curves of metrical order and cellular dimension on the spectrums of frequencies of signals is shown. Efficiency of application of dependences of metrical order and cellular dimension for diminishment of volume of segment of memory at recognition of targets as compared to the traditional discrete transformation Fur'e is shown.

Keywords: phase plane, pseudo phase trajectory, pseudo phase portrait, metrical order, dependence of metrical order.

- 1) розробка моделі знань про процес відбору джерел нарядів вогневих засобів Повітряних Сил;
- 2) розробка моделі знань про процес відбору джерел вогневих засобів.

авіації.