

А.И. Вовк<sup>1</sup>, А.С. Фатеев<sup>2</sup>, Р.Э. Пашенко<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков

<sup>2</sup>Институт радиофизики и электроники НАН Украины им. А.Я. Усикова, Харьков

## **МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ ВЫХОДА КАНАЛА ФАЗОВОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНОЙ РЛС, ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ**

*Проведено исследование сигналов выхода канала фазового детектирования когерентно-импульсной РЛС, при распознавании движущихся целей. Предложена модель сигналов выхода канала фазового детектирования когерентно-импульсной РЛС на базе дискретного частотного сигнала произвольного порядка и функции Вейерштасса в представлении Мандельброта. На основании проведенных экспериментальных измерений проверена адекватность введенной модели сигналам, регистрируемым на выходе канала фазового детектирования.*

**Ключевые слова:** когерентно-импульсная РЛС, канал фазового детектирования, дискретный частотный сигнал произвольного порядка, функция Вейерштасса в представлении Мандельброта.

### **Постановка проблемы и анализ литературы**

Одним из современных направлений развития средств радиолокационных разведки является создание недорогих, переносных всепогодных обзорных РЛС для автоматического обнаружения, определения местонахождения и распознавания движущихся людей, техники, низколетящих вертолетов на фоне земной и водной поверхностей. Пример изделий, представляющих это направление, – РЛС «Монитор-М». Другим примером является РЛС «Кредо». Это переносное средство разведки движущихся наземных и надводных целей. Станция применяется для охраны объектов и территорий, контроля дорожного движения. С ее помощью ведется обзор акваторий. «Кредо» автоматически обнаруживает и сопровождает движущиеся объекты, при этом измеряя их координаты. Наличие режима запоминания радиолокационного изображения не требует постоянного внимания оператора. Имеется возможность дистанционного управления станцией. Дальность обнаружения и сопровождения техники составляет 12 км, человека – до 5 км. Сектор обзора достигает 180 градусов.

Данные средства разведки относятся к когерентно-импульсным РЛС с большой скважностью [1, 2]. Использование канала фазового детектирования (КФД) подобных РЛС позволяет по характеру сигнала на его выходе расшифровать некоторые цели, решать задачу распознавания характера (типа) цели [1, 3]. При этом распознавание целей по сигналам выхода КФД становится возможным благодаря движению целей на местности. Действительно, каждой цели соответствует определенный характер движения (радиальные составляющие скорости, воз-

никающие при движении цели), что отражается в сигнале выхода КФД: частота модуляции амплитуды импульсов, которые формируют данный сигнал, равна частоте доплеровского сдвига [2].

Для распознавания цели по признаку характера ее движения к результатам измерений на выходе КФД (его сигналам) целесообразно применять различные виды анализа. Самый простой и часто применяемый из них – прослушивание оператором сигналов выхода КФД (они имеют частоту звука) [3]. Очевидно, что допустимым здесь будет и применение спектрального анализа. К последнему следует отнести как традиционное преобразование Фурье [4], так и новые направления развития спектрального анализа: вейвлет-преобразование [5].

Помимо этого возможным является и анализ сигналов в фазовой плоскости, применимый к анализу движения систем [6]; при этом на основании сигнала выхода КФД получается не спектр, а фигура, форма которой определенным образом характеризует цель. Рассматривая фигуру как множество на плоскости, и применения к ней характеристику, называемую метрическим порядком компакта [7] (точнее его аналог клеточный метрический порядок [8]) возможно производить классификацию фигур, а, следовательно, распознавание типа цели.

Для эффективного анализа сигналов выхода КФД необходимо правильное их математическое описание, создание модели.

**Цель статьи:** рассмотреть возможность моделирования сигналов выхода КФД при помощи дискретных частотных сигналов произвольного порядка и функции Вейерштасса в представлении Мандельброта. Это позволит повысить эффективность анализа измерений в когерентно-импульсных РЛС,

при распознавании подвижных целей за счет правильного применения известных и новых методов анализа этих измерений, моделирования возможных ситуаций при распознавании.

### Распознавание типа движущейся цели по сигналам выхода КФД в существующих когерентно-импульсных РЛС

Рассмотрим принцип распознавания типа цели на примере изделия 1РЛ133 [1, 9]. Оно относится к когерентно-импульсным РЛС с большой скважностью, с внутренней когерентностью. На рис. 1 представлено расположение КФД в РЛС. По сигналу на выходе этого канала осуществляется распознавание цели. На рис. 1 наиболее подробно представлена часть функциональной схемы изделия 1РЛ133, обеспечивающая прием отраженных от цели радиоимпульсов; схема соответствует структурной схеме когерентно-импульсной РЛС, представленной в [2, 10, 11]. Заметим, что КФД в 1РЛ133 реализован на фазовом детекторе; однако для измерения фазовых соотношений между двумя когерентными колебаниями можно использовать и синхронный детектор (СД) [11, 12], как в схеме представленной в [2].

Передающая система состоит из модулятора (М) и генератора СВЧ (ПЕР). М формирует импульсы синхронизации работы всех систем изделия и вырабатывает модулирующие импульсы, которые подаются в ПЕР. При этом ПЕР вырабатывает зондирующие импульсы частоты  $F_c$ , которые через циркулятор (Ц) поступают в антенну и излучаются в пространство.

От цели приходят импульсы частоты  $F_c \pm f_d$ , где  $f_d$  – частота Доплера. В изделии 1РЛ133 используется одна антенна для передачи и приема электромагнитной энергии.

Это достигается с помощью антенного переключателя (АП). Отраженный от цели СВЧ импульс через антенну и Ц поступает на вход коммутатора (К). При этом вся энергия проходит через К в плечо Е двойного тройника (ДТ), к выходу которого подсоединяется двойная детекторная секция балансного смесителя (СМ). Энергия местного гетеродина (МГ) поступает в плечо Н ДТ.

Частота МГ  $F_r$  отличается от частоты отраженных импульсов  $F_c$  на величину промежуточной частоты  $f_{пр}$  приемной системы (30 МГц). В результате преобразования на выходе СМ образуется сигнал разностной (промежуточной) частоты. Со смесителя через входную цепь радиоимпульсы сигнала промежуточной частоты поступают на вход усилителя промежуточной частоты с логарифмической амплитудной характеристикой (ЛУПЧ). УПЧ с такой характеристикой обеспечивает усиление входных сиг-

налов в большом динамическом диапазоне без применения АРУ. Приемная система с этим УПЧ не перегружается сигналами, отраженными даже от близко расположенных объектов.

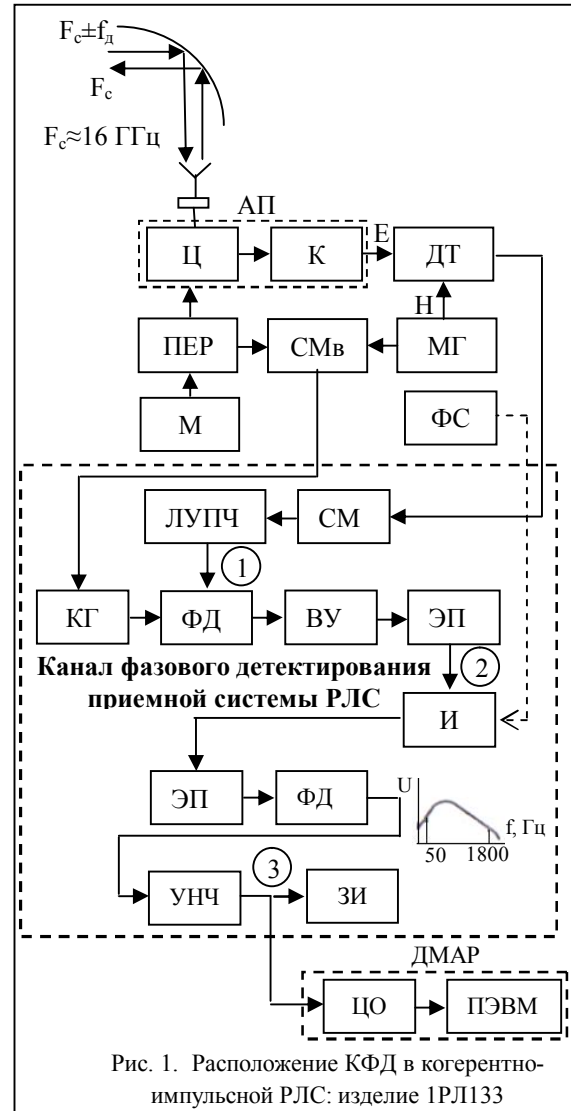


Рис. 1. Расположение КФД в когерентно-импульсной РЛС: изделие 1РЛ133

В УПЧ при помощи блокирующих конденсаторов большой емкости исключается запирающее транзисторов после прохождения сигнала большой амплитуды, т. е. уменьшается «мертвая зона» приемной системы.

С выхода ЛУПЧ радиоимпульсы сигнала промежуточной частоты поступают на фазовый детектор (ФД). ФД выполнен на транзисторах и диодах и представляет собой дифференциальный усилитель, на вход одного каскада которого поступают радиоимпульсы с выхода ЛУПЧ, а на вход другого поступает опорный сигнал промежуточной частоты с когерентного гетеродина (КГ). КГ предназначен для «запоминания» фазы (на промежуточной частоте) зондирующих импульсов, вырабатываемых ПЕР (радиоимпульсы промежуточной частоты, возникающие на выходе вспомогательного смесителя

(СМв) во время работы ПЕР, воздействуют на КГ, обеспечивая его фазирование с периодичностью излучения станции). Опорный сигнал приходит на диоды ФД в противофазе, а радиоимпульсы сигнала в фазе. На диоды ФД поступают радиоимпульсы промежуточной частоты, амплитуда напряжения которых равна сумме амплитуд сигнала и опорного напряжения. Эти радиоимпульсы диодными детекторами [12] преобразуются в видеоимпульсы противоположной полярности, которые через фильтры промежуточной частоты поступают на входы видеоусилителя (ВУ).

Если сигнал имеет постоянный фазовый сдвиг относительно опорного напряжения (неподвижная цель), то на выходе ФД будут видеоимпульсы постоянной амплитуды той или иной полярности.

Если сигнал имеет непрерывно меняющуюся фазу (подвижная цель), то на выходе ФД будут видеоимпульсы, амплитуда и полярность которых также непрерывно меняются. Огибающая этих видеоимпульсов имеет частоту Доплера  $f_d$ .

Заметим, что линейность выходной характеристики ФД обеспечивается с помощью делителей, которые задают напряжение смещения на диодные детекторы для работы их на линейном участке вольт-амперной характеристики.

С выхода ВУ сигнал поступает на вход двояного эмиттерного повторителя (ЭП). ЭП служит для согласования ВУ с входом интегратора (И). Последний состоит из ключевой схемы, интегрирующей цепочки, и управляется строб-импульсами с формирователя стробов (ФС). Строб-импульсы за время своего действия открывают транзисторы ключевой схемы, и видеоимпульсы поступают на интегрирующую RC-цепочку [12].

С выхода И сигнал поступает на согласующий составной ЭП, а далее – на фильтр доплеровских частот (ФДЧ): трехзвенный активный RC-фильтр. С фильтра сигнал подается на вход усилителя низкой частоты (УНЧ). С выхода УНЧ сигнал низкой частоты попадает на звуковой индикатор (ЗИ): телефоны. При прослушивании звукового сигнала низкой частоты оператор производится распознавание типа цели.

В [3] указывается, что опытный, хорошо натренированный оператор может отличить по характеру звукового сигнала в головных телефонах:

- движущегося человека от движущегося животного, группы людей (подразделения);
- движущегося человека (подразделение или группу людей) от движущегося объекта техники (автомобиль и другой транспорт);
- одиночный движущийся объект техники от группы объектов техники.

Для выяснения возможностей извлечения из

сигналов выхода КФД информации для распознавания типа цели, а также для правильного математического описания этих сигналов ниже рассмотрим примеры оцифрованных реализаций некоторых сигналов КФД.

## Сигналы КФД

На рис. 1 с помощью выделений цифрами показаны точки приемного тракта, в которых сигналы КФД представляют интерес для наших исследований. Для регистрации сигналов к этим точкам подключался измерительный модуль, названный дополнительным модулем анализа и распознавания (ДМАР), рис. 1. Он состоит из цифрового осциллографа (ЦО), связанного с персональным компьютером (ПЭВМ) посредством соединительного кабеля интерфейса USB. Это позволяло преобразовывать исследуемые сигналы в цифровые коды, которые сохранялись в памяти ПЭВМ для исследования.

На рис. 2 приводится сигнал с ЛУПЧ, снятый с точки 1, (рис. 1, при зондировании земной поверхности) длительностью 0,667 мкс; это отвечает глубине участка местности, с которой ведется сбор информации, равной 100 м, т. к. длина зондирующего импульса РЛС 1РЛ133 составляет  $\tau_n = 0,4$  мкс.

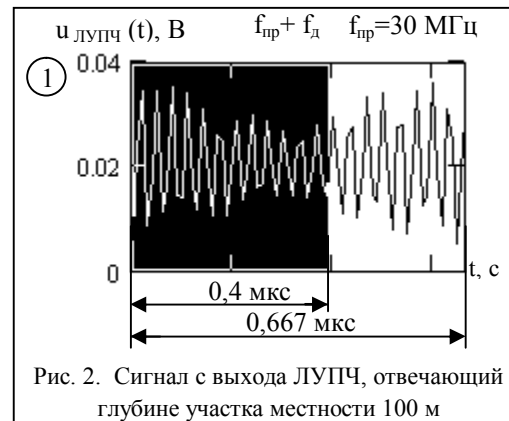


Рис. 2. Сигнал с выхода ЛУПЧ, отвечающий глубине участка местности 100 м

Частота дискретизации АЦП ЦО  $f_{диск} = 100$  МГц, разрядность АЦП – 10 [13]. Участок местности выбирался синхронизацией ЦО сигналом ФС. На рис. 2 черным цветом обозначена часть выборки, отвечающая длительности импульса станции. Очевидно, что при длине выборки 0,667 мкс количество периодов в сигнале на уровне  $f_{пр}$  составит 20, что видно по рис. 2. Заметим, что в точке 1, где был подключен ЦО, можно записать сигнал промежуточной частоты любой длительности, рис. 3, а, вплоть до пределов обнаружения станции. В нашем случае интересна длительность записи, соответствующая глубине участка местности 100 м. Это объясняется тем, что на выходе КФД анализ информации в данной РЛС производится с участков двух длин: 100 м в режиме сопровождения и 1000 м в

режиме секторного пошуку. Можливо, при супроводженні вести аналіз з участка 1000 м, однак не цілесообразно из-за неточности определения координат цели по ЗИ.

Режим секторного пошуку применяется при ведении наблюдения в заданном районе и позволяет определять наличие и количество целей в районе наблюдения, их координаты и характер. В режиме сопровождения обеспечивается определение координат и характера цели при ее сопровождении [3].

На рис. 2 рассматривается участок длиной 100 м, т. к. ниже будут приводиться результаты экспериментальных измерений в режиме сопровождения цели и анализа информации с участка такой длины.

Из рис. 2 видно, что принятый сигнал моделируется объектом зондирования по амплитуде (даже в пределах длительности равной  $\tau_n$  станции). Это подтверждается и рис. 3 а, на котором изображается синхронная запись двух сигналов: с ЛУПЧ и ФД (подключение ЦО к точке 2 рис. 1) длительностью 40 мкс – 6 км, при зондировании вдоль выбранной трассы земной поверхности с различными объектами на ней.

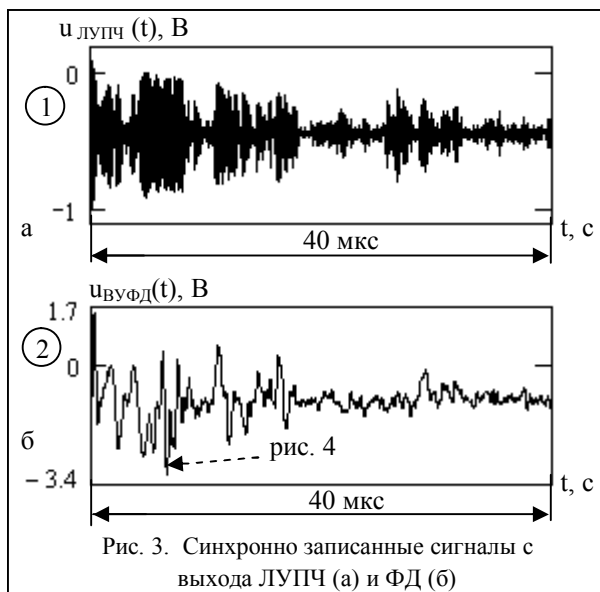


Рис. 3. Синхронно записанные сигналы с выхода ЛУПЧ (а) и ФД (б)

Рис. 3 а, б показывает, что сигнал с ФД зависит не только от фазы вносимой объектом зондирования, но и от амплитуды принимаемых сигналов. Например, на малых дальностях (малое время записи) сигнал с выхода ЛУПЧ больше по амплитуде (физически больше мощность принятых волн), соответственно сигнал с ФД тоже имеет (в среднем) большую амплитуду. Это соответствует принципу функционирования подобных систем, описанному выше, и будет учтено при создании адекватной модели сигнала на выходе КФД.

Т.к. далее будет анализироваться информация на выходе КФД с участка 100 м, то рассмотрим, как

меняется форма видеоимпульсов соответствующей длины на выходе ФД (точка 2 рис. 1) и какие полезные данные она может нести.

На рис. 4 приводятся формы видеоимпульсов, записанные с одного участка местности.

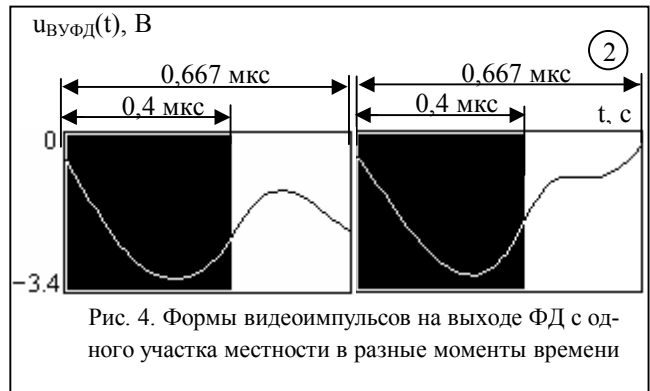


Рис. 4. Формы видеоимпульсов на выходе ФД с одного участка местности в разные моменты времени

Черным цветом обозначены формы импульсов длительностью  $\tau_n$  станции. При этом левый видеоимпульс отвечает рис. 3, б (фрагмент обозначен стрелкой), а правый подобной рис. 3, б осциллограмме, только в другой момент времени (записан через время много большее периода следования импульсов РЛС).

На рис. 4 видеоимпульсы имеют отрицательную полярность, в общем же она может быть любой (рис. 3, б). Видеоимпульсы отражают непрерывный процесс изменения фазы принятых волн; при этом на процесс изменения сигнала ФД оказывают влияние и амплитудные изменения принятого сигнала, что было рассмотрено выше. Видеоимпульсы носят колебательный характер. Из рис. 4 видно, что первые части видеоимпульсов существенно не отличаются, а вторые различны. Иными словами на одном участке местности, соответствующем первой части видеоимпульсов, фазовая (амплитудная) картина не изменилась при отражении волн от земной поверхности, на другом – из-за каких-то факторов поменялась (возможно, появление движущихся объектов в области зондирования или случайность рассеяния волн). Заметим также, что данные видеоимпульсы записаны при помощи ЦО с большим разрешением, т. к. частота дискретизации АЦП составляла 100 МГц, следовательно, число точек соответствующее участку 100 м равнялось 66. Это свидетельствует о высокой точности регистрации форм видеоимпульсов и, соответственно, в условиях линейности выходной характеристики ФД (здесь выполняется, т. к. мы работаем на линейном участке вольт-амперной характеристики) о высокой точности записи фазовых (амплитудных) изменений вносимых в отраженный сигнал зондируемыми объектами.

Информация, заключенная в форме видеоимпульсов на выходе ФД, используется в РЛС в интегральном смысле, т. к. в дальнейшем эти импульсы

поступают на интегрирующую RC-цепь. Эти цепи обладают свойством подавлять высокочастотные компоненты спектра входного сигнала и часто используются как сглаживающие фильтры. Они могут преобразовывать скачкообразные перепады входного сигнала в линейно нарастающие импульсы напряжения на выходе [12]. Интегрирование становится понятным, если учесть, что РЛС предназначена для распознавания типов целей, движущихся в диапазоне скоростей 2 – 60 км/ч. При этом частота Доплера  $f_d$  при зондировании целей СВЧ излучением частоты  $F_c \approx 16$  ГГц составляет 50 – 1800 Гц, рис. 1 ФДЧ. Это означает, что время 0,667 мкс можно полагать очень малым для серьезных фазовых изменений в отраженном сигнале из-за движения объектов зондирования и поставить в канале ФД интегрирующую цепь, обладающую описанными выше свойствами. Для регистрации фазовых изменений вследствие перемещения целей период следования излучающих импульсов выбран равным  $T_n = 250$  мкс. Т.е. частота следования импульсов составляет 4 кГц и она приблизительно вдвое больше максимальной доплеровской частоты 1,8 кГц, что позволяет распознавать цели, движущиеся со скоростями до 60 км/ч. Последнее отмечается и в [2, 10]: верхняя частота фиксируемого спектра доплеровских частот целей не превышает половины частоты посылок импульсов.

Итак, для распознавания типов движущихся целей в когерентно-импульсных РЛС реализуется накопление информации (заключенной в видеоимпульсах ФД) с выбранного участка местности заданной глубины путем его зондирования с периодичностью излучения станции  $T_n$ . На рис. 5 продемонстрировано сказанное: показан сигнал, соответствующий отражению от бегущего человека при зондировании по нему 24 раза (при длине записи 6 мс количество видеоимпульсов с  $T_n = 250$  мкс составит 24). Сигнал, записан путем подключения ЦО к точке 3 рис. 1. Частота дискретизации составляла 20 кГц. Это значение в 5 раз превышает частоту посылок импульсов РЛС и в 10 – верхнюю частоту спектра доплеровских частот и более чем достаточно для оцифровки сигналов согласно теореме Котельникова [12]. Участок местности выбирался стробированием И устройством ФС, рис. 1.

На рис. 5, а вертикальными линиями выделены видеоимпульсы, подобные представленным на рис. 4. Данные импульсы после интегрирования «склеиваются» (рис. 5, б) и представляют непрерывный процесс изменения сигналов во времени на выходе КФД, отражающий характер движения целей на данном участке местности. Диапазон частот таких сигналов для РЛС 1РЛ133, как было показано выше, от 50 Гц до 1800 Гц. По рис. 5, а можно определить

период сигнала, гармоники, зафиксированной при измерениях, он равен 3,75 мс, т.е. частота Доплера  $f_d \approx 267$  Гц. Это значение соответствует движению со скоростью  $v_r \approx 9$  км/ч и не противоречит физике. Действительно, человек может бежать с такой скоростью, а в [3] приводится таблица приблизительной зависимости частоты фиксируемых сигналов на выходе КФД от скорости движения цели и указывается возможность регистрации такой скорости для бегущего человека.

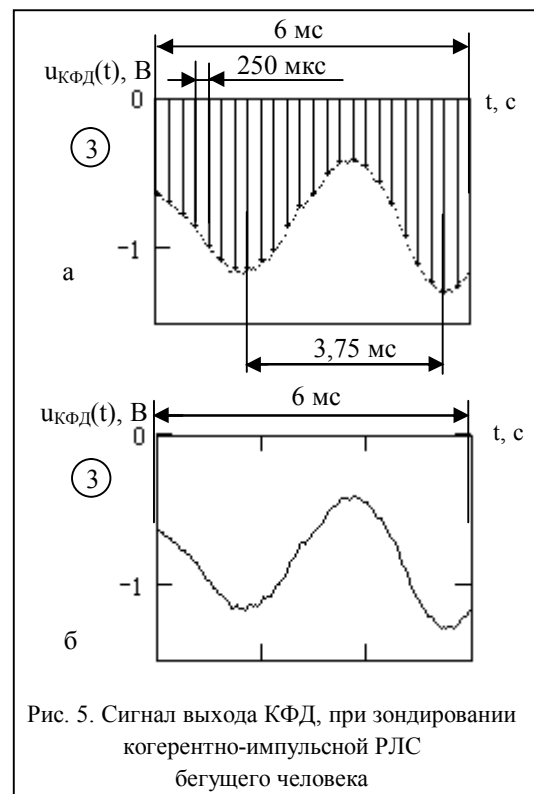


Рис. 5. Сигнал выхода КФД, при зондировании когерентно-импульсной РЛС бегущего человека

Таким образом, путем анализа сигналов КФД выяснена сущность сигналов на его выходе, их информативность с точки зрения задачи распознавания подвижных целей. Рассмотрим возможность математического описания сигналов на выходе КФД.

### Модель сигналов выхода КФД

Модель сигнала на выходе КФД когерентно-импульсной РЛС построим на основании известного соотношения для КФД, представленного в [2], и экспериментального исследования сигналов выхода КФД.

В [2] показывается, что на выходе детектора, выполняющего измерения фазовых соотношений между двумя когерентными колебаниями (в [2] – это СД) когерентно-импульсной РЛС, сигнал может быть представлен в виде

$$u_d(t) = aU_c U_o R_n \cos(\Omega_d t - \varphi_R - \varphi_{\Pi}).$$

В комплексном представлении

$$\dot{u}_d(t) = aU_c U_o R_n \exp[-j(\varphi_R + \varphi_{\Pi})] \exp(j\Omega_d t)$$

или

$$\dot{u}_d(t) = U \exp(j\Omega_d t),$$

где  $U = KU_c \exp[-j(\varphi_R + \varphi_{\text{ц}})]$  – комплексная амплитуда сигнала,  $K = aU_0R_n$  – безразмерный коэффициент;  $a$  – коэффициент размерности  $A/B^2$ ;  $R_n$  – сопротивление нагрузки, на котором выделяется полезное напряжение;  $U_0$  – амплитуда сигнала КГ, подаваемая на детектор;  $U_c$  – амплитуда сигнала подаваемая на детектор с УПЧ (рис. 2, рис. 3, а);  $\Omega_d = 2\pi f_d$ ;  $\varphi_R = (\omega_c + \Omega_d)2R/c$  – изменение фазы, обусловленное запаздыванием сигнала от цели ( $\omega_c = 2\pi F_c$ ,  $R$  – дальность до цели,  $c$  – скорость света);  $\varphi_{\text{ц}}$  – изменение фазы при отражении от цели.

Подобное соотношение можно найти в [11, 12] для схем СД и ФД. В [14] приводится формула, получаемая на основании векторной диаграммы напряжений в ФД, прохождение сигналов в котором близко к изделию 1РЛ133. При этом показывается, что если, скажем, амплитуда сигнального напряжения  $U_c$  меньше амплитуды опорного напряжения  $U_0$  в несколько раз (не противоречит физике процесса), то зависимость выходного напряжения ФД от  $U_0$  отсутствует. Т. е. напряжение на выходе ФД зависит от сигнальной составляющей и от фазового сдвига между колебаниями:  $\Omega_d t - \varphi_R - \varphi_{\text{ц}}$ . Заметим, что ранее, рис. 3, отмечалась зависимость напряжения на выходе ФД (рис. 3, б) от амплитуды сигнальной составляющей (рис. 3 а). Причем с возрастанием последней, в среднем возрастала амплитуда у сигнала ФД.

Соотношение для  $u_d(t)$  справедливо для описания сигналов выхода КФД (точка 3 рис. 1). В нем учитывается интеграция, которая «склеивает» видеоимпульсы, формирующие сигнал выхода КФД. Соотношение справедливо для сигналов прошедших через ФДЧ. Нижняя частота среза ФДЧ выбрана равной 50 Гц. Это обеспечивает частичное подавление сигнала, отраженного от подстилающей поверхности. Выбор значения 50 Гц согласуется с экспериментальными результатами, приведенными в [15] для спектров отражений от земной поверхности. Однако в сигнале  $u_d(t)$  присутствуют составляющие фона (подстилающей поверхности) частоты большей 50 Гц [15], хотя они обладают меньшей энергией, чем составляющие диапазона 0 – 50 Гц, но которые необходимо учитывать при введении модели.

Согласно формуле зависимость  $u_d(t)$  – гармоническое колебание. Это подтверждается и результатами экспериментального исследования, один из которых представлен на рис. 5. Однако сигналы соответствующие реальным целям имеют более сложный гармонический состав. Покажем это на примерах зондирования перемещений различных целей, рис. 6.

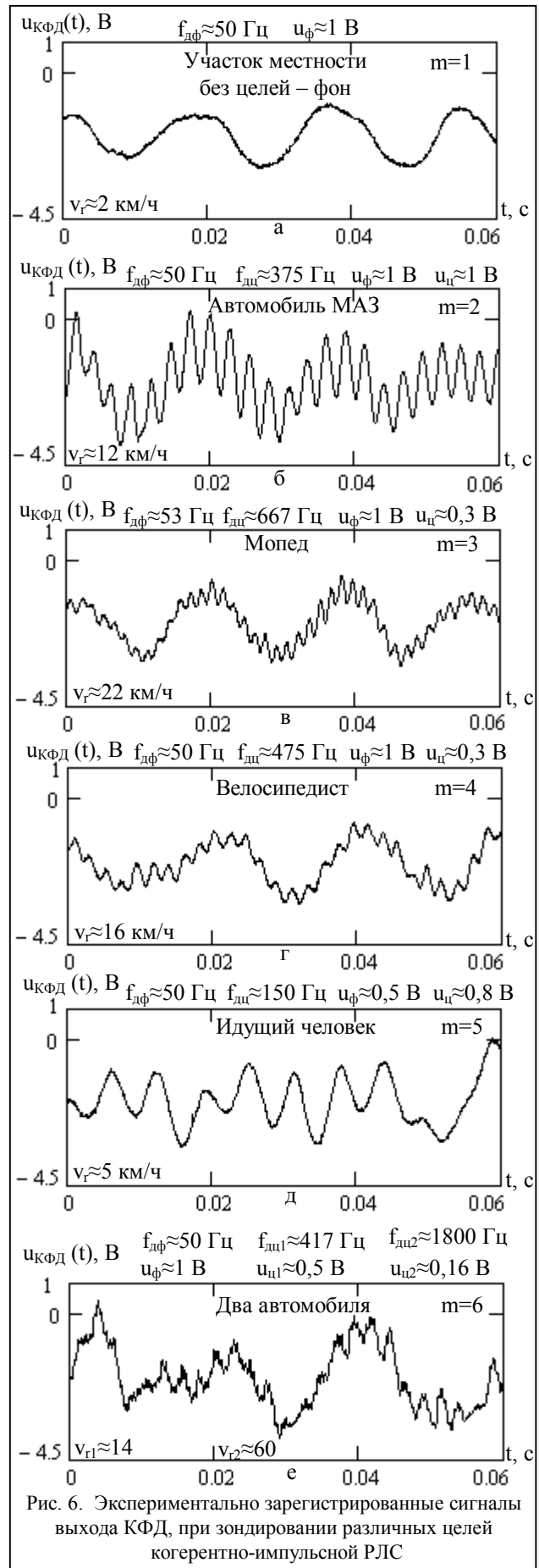


Рис. 6. Экспериментально зарегистрированные сигналы выхода КФД, при зондировании различных целей когерентно-импульсной РЛС

На рис. 6 показаны сигналы выхода КФД, при зондировании одного участка местности (выбирался стробированием И устройством ФС; положение диаграммы направленности антенны фиксировалось), на фоне которого перемещались различные цели: одиночные (рис. 6, б-д), групповая (рис. 6, е). Все приведенные осциллограммы соответствуют длине записи  $\tau_m=60$  мс (240 видеоимпульсов – 240 зондирований радиоимпульсом по цели). Где  $m=1, 2, \dots$  производится нумерация последовательных (во времени) интервалов наблюдения за целями длительностью  $\tau_m$ . Эти интервалы отстоят друг от друга на время  $t_m$  (определяется изменениями на местности, временем ожидания цели оператором).

Из рис. 6 видно, что результирующий сигнал выхода КФД – сумма сигналов от всех целей (всех отражателей, вносящих доплеровский сдвиг в зондирующий сигнал). На осциллограммах отчетливо просматривается фоновая низкочастотная составляющая и составляющая, вносимая непосредственно целью. На рис. 6, б-д результирующий сигнал выхода КФД – сумма фоновой и одной целевой составляющей, на рис. 6, е – фоновой и двух целевых.

На рис. 6 приводится приблизительное измерение (оценка) параметров сигналов. Так, для оценки доплеровской частоты подсчитывалось количество периодов, укладывающееся на 60 мс (например, рис. 6, б: 22,5 периода для автомобиля МАЗ, что соответствует  $f_{дц}=375$  Гц; для фона 3 периода –  $f_{дф}=50$  Гц). На рис. 6 приводятся значения радиальной составляющей скорости, соответствующие измеренным значениям частоты Доплера. По размаху гармоник, составляющих сигнал выхода КФД, оценивалась их амплитуда (по одному вольту для автомобиля МАЗ и фона, рис. 6, б; на рис. 6 во всех сигналах еще присутствует напряжение постоянного смещения не связанное с принимаемыми сигналами, обусловленное схемной реализацией КФД).

Ясно, что чем больше время записи (время облучения цели), тем большие изменения будут наблюдаться в параметрах сигналов, составляющих результирующий, в силу случайных и неслучайных факторов, однако результирующий сигнал остается суммой составляющих его сигналов.

Результаты, представленные на рис. 6, рис. 5, и соотношение для  $u_{дн}(t)$  позволяют перейти к следующей модели сигналов на выходе КФД.

Для наглядности и понимания вводимой модели изобразим процесс наблюдения за подвижными целями на рис. 7. На нем представлено зондирование РЛС целей, которые находятся в пределах ячейки наблюдения: участка местности, ограниченного по глубине величиной  $\Delta r$  (в 1РЛ133 – 100 м или 1000 м) и шириной диаграммы направленности  $\Delta\Theta$  (в 1РЛ133 – по азимуту  $\Delta\beta \approx 1,6^\circ$ , по углу места  $\Delta\epsilon \approx$

$3,5^\circ$ ). Общее количество целей  $N$  ( $n = \overline{1, N}$ ). Каждая  $n$ -я цель, определенным образом перемещаясь в пространстве, вносит изменения в фазу сигнала, отраженного от нее. Сигнал, отраженный  $n$ -й целью, обладает определенной энергией, определяемой ЭПР. Принимаемый результирующий сигнал – сумма сигналов от всех целей. Таким образом, от каждой  $n$ -й цели на выходе КФД будет наблюдаться сигнал  $u_{дн}(t)$  со своими значениями амплитуды  $U_n$  и частоты Доплера  $\Omega_n$ , от всех целей – сумма таких сигналов.

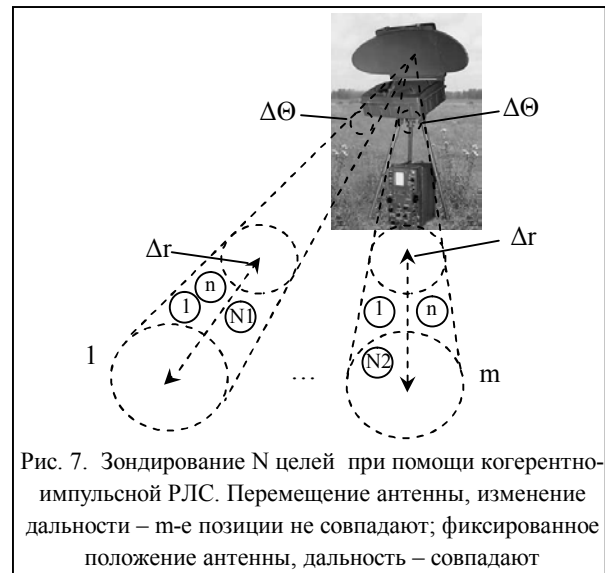


Рис. 7. Зондирование  $N$  целей при помощи когерентно-импульсной РЛС. Перемещение антенны, изменение дальности –  $m$ -е позиции не совпадают; фиксированное положение антенны, дальность – совпадают

Наблюдение за целями длится конечный промежуток времени  $\tau_m$ . В режиме секторного поиска время  $\tau_m$  определяется скоростью механического вращения антенной системы. В режиме сопровождения это время определяется как длительностью наблюдения за целями, необходимой для их распознавания, так и скоростью выхода хотя бы одной цели из ячейки наблюдения. В следующий временной промежуток количество целей, их состав могут поменяться. Вид подстилающей поверхности изменяется в режиме секторного поиска непрерывно; в режиме сопровождения – при отслеживании за выходящей целью из ячейки наблюдения, или при снятии ее координат, когда оператор меняет ячейку наблюдения. Сигнал следующей  $m$ -й временной позиции – это тоже сумма, но сумма составляющих других амплитуд и частот: на  $m$ -й временной позиции длины  $\tau_m$  будут сигналы амплитуд  $U_{nm}$  и частот  $\Omega_{nm}$ . Общее количество временных позиций  $M$  ( $m = \overline{1, M}$ ) и определяется общим временем наблюдения за целями при ведении радиолокационной разведки.

На рис. 7 разным временным позициям: 1-й с  $N1$  целями и  $m$ -й с  $N2$  целями соответствуют различные положения антенной системы, однако этого могло и не быть (случай фиксированного положения антенны с неизменной дальностью до выбранной ячейки

наблюдения, т.е. зондирование одного участка местности, рис. 6).

Для представления результирующего сигнала выхода КФД  $u(t)$  формулой можно воспользоваться понятиями о дискретных частотных сигналах произвольного порядка [16], которые математически выражают рассмотренное выше. Запись результирующего сигнала  $u(t)$  удобно выполнить в комплексной форме, через его комплексную огибающую [12]  $U(t)$ ; при этом в качестве опорной частоты для сигналов от всех целей и фона можно выбрать нижнюю частоту среза ФДЧ  $\Omega_{ФДЧ}$ , т.к. более низкочастотные составляющие на выход КФД не попадают. Тогда, комплексная огибающая результирующего сигнала выхода КФД запишется в виде:

$$U(t) = K \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^N U_{nm}[t-t_m] \exp\{j(\Omega_{nm} - \Omega_{ФДЧ})(t-t_m)\}.$$

Где сигнал номера  $n = 0$  соответствует отражению от подстилающей поверхности;  $t_m$  – сдвиг по времени для  $m$ -й временной позиции и при  $m = 1$   $t_1 = 0$ , для других  $m$ :  $t_m = \sum_{i=1}^{m-1} \Delta t_i$  ( $\Delta t_m$  – сдвиг по времени между соседними позициями;  $\tau_m \leq \Delta t_m$  и  $\Delta t_m - \tau_m$  – время в течение которого не ведется анализ информации с выхода КФД, определяется оператором). Здесь начало отсчета времени – начало регистрации сигналов с выхода КФД; в [2, 11, 17] – начало облучения цели.

При этом, здесь имеется в виду, что сигналы от целей, стоящие на  $m$ -й временной позиции, отличны от нуля только на соответствующих  $m$ -х позициях на протяжении времени  $\tau_m$ . В математике такого результата добиваются умножением сигналов на  $m$ -х позициях на выражение  $[\sigma(t - t_m) - \sigma(t - t_m - \tau_m)]$ , где  $\sigma(t)$  – единичная функция. Эта операция заложена в форме сигнала  $\Phi_{nm}(t)$ .

$$U_{nm}[t - t_m] = U_{nm} \exp(-j\varphi_{nm}) \Phi_{nm}[t - t_m] -$$

комплексная огибающая сигнала номера  $nm$ ;  $\Phi_{nm}(t)$  – форма сигнала номера  $nm$ , отражающая регулярное изменение амплитуды  $U_{nm}$  во времени (например, в случае сопровождения удаляющейся цели оператором при прочих равных условиях уменьшается энергия отраженного от нее сигнала), самая простая форма – прямоугольная;  $\varphi_{nm}$  – начальная фаза сигнала номера  $nm$ ;  $K$  – амплитудный множитель:  $K = aU_0R_n$ .

Регулярные изменения частоты  $\Omega_{nm}$  (изменение скорости движения цели) на протяжении времени  $\tau_m$  можно учесть введением функциональной зависимости  $\Omega_{nm}$  от времени.

Заметим, что общее количество целей в соотношении для  $U(t)$  равно некоторому числу  $N$  (максимальное количество); если целей в пределах ячейки наблю-

дения меньше этого значения, то соответствующие амплитуды  $U_{nm}$  полагаются равными нулю.

Реальные сигналы на выходе КФД обладают случайностью. Случайность при рассеянии волн от подстилающих поверхностей рассмотрена теоретически и экспериментально в [15] с введением моделей сигналов. При отражении от движущихся целей случайность можно рассматривать как в [18]: скорость относительного движения цели, определяющая отклонение частоты от номинального значения, может случайно изменяться, поэтому возникает случайность отклонений частоты.

В [17] говорится, что при длительном облучении цели параметры сигнала наряду с регулярными изменениями приобретают дополнительное случайное возмущение. Эти возмущения в математической модели сигнала учитываются введением модулирующего множителя, представляющего собой комплексный случайный стационарный процесс:  $V(t) \exp\{j\beta(t)\}$ . В нашем случае это можно представить следующим образом. Вместо произведения  $U_{nm} \exp(-j\varphi_{nm})$  использовать  $V_{nm}[t-t_m] \exp\{j\beta_{nm}(t-t_m)\}$  в формуле для  $U(t)$ . При этом для модулирующего множителя вводят статистические характеристики: корреляционную функцию, энергетический спектр.

В данной статье в качестве сигнала каждой временной позиции выберем функцию Вейерштрасса [19] в представлении Мандельброта [20] относительно выбора амплитуд и частот ее гармоник, при конечном числе этих гармоник [21, 22]. Гармоники этой функции будут иметь начальные фазы и циклическую частоту [21, 22]. Такая функция по существу представляет собой частотный сигнал. Она содержит параметры  $D$  и  $b$  ( $1 < D < 2$ ,  $b > 1$ ), позволяющие путем их правильного выбора описать сигналы выхода КФД. Кроме этих параметров функция содержит множитель  $K$  (как в соотношении для  $U(t)$ ), значение которого выбирают применительно к решению задач, описываемых в [21, 22]; в нашем случае в  $K$  будет содержаться величина амплитуды опорного напряжения:  $K = aU_0R_n$ .

В итоге, сигнал выхода КФД в вещественной форме примет вид

$$u(t) = K \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^N p_{nm} b_m^{(D_m-2)n} \Phi_{nm}[t-t_m] \times \cos(\Omega_{0m} q_{nm} b_m^n [t-t_m] - \varphi_{nm}).$$

Здесь, сигнал номера  $n = 0$  описывает отражение от подстилающей поверхности (фона), частота соответствующей гармоники равна  $\Omega_{0m}$  (т.к. коэффициент  $q_{0m} = 1$ ). Цели номера  $n$  отвечает частота  $\Omega_{nm} = \Omega_{0m} q_{nm} b_m^n$ . Если мы имеем измеренные значения частот гармоник  $\omega_{nm}$  (у нас имеется некоторая



информация об их значении) и нумерация целей выполнена так, что:  $\omega_{0m} < \omega_{1m} < \dots < \omega_{Nm}$ , то, полагая  $q_{1m} = 1$ , безразмерный параметр  $b_m$  можно определить как  $b_m = \omega_{1m} / \omega_{0m}$ . Тогда для всех  $n > 1$  безразмерные коэффициенты  $q_{nm}$  равны  $q_{nm} = \omega_{nm} / (\omega_{0m} b_m^n)$ . Когда  $q_{nm} = 1$  мы имеем на каждой временной позиции функцию вида [21, 22].

Величина  $p_{nm}$  имеет размерность напряжения, т.к.  $U_{nm} = p_{nm} b_m^{(D_m-2)n}$ , а  $b_m^{(D_m-2)}$  – число, при этом  $0 < b_m^{(D_m-2)} < 1$  [20]. Только при  $p_{nm} = 1$  и при  $\Phi_{nm}[t - t_m] = 1$  мы имеем на  $m$ -й позиции функцию вида [21, 22], т. е. когда  $U_{nm}[t - t_m] = b_m^{(D_m-2)n}$ .

Значения  $p_{nm}$  выбираются следующим образом. Если мы располагаем измеренными амплитудами гармоник на выходе КФД  $u_{nm}$  (есть сведения об их значении), которые соответствуют  $n$ -й цели на  $m$ -й временной позиции, то из физических соображений  $p_{0m} = u_{0m} / K = U_{0m}$ . При  $n = 1$   $p_{1m}$  должно удовлетворять неравенству:  $p_{1m} > u_{1m} / K$ , т.к.  $0 < b_m^{(D_m-2)} < 1$ . Далее, по выбранному  $p_{1m}$  (полагается не многим больше отношения  $u_{1m} / K$ ) рассчитывается параметр:

$D_m = 2 + \frac{\ln u_{1m} / K p_{1m}}{\ln b_m}$ , который может выйти за пределы интервала  $1 < D_m < 2$ .

Для всех остальных  $n > 1$ , при определенных до этого  $b_m$  и  $D_m$ , вычисляются  $p_{nm} = \frac{u_{nm}}{K b_m^{(D_m-2)n}}$ .

Представления сигналов выхода КФД только при помощи дискретных частотных сигналов произвольного порядка и при помощи их же и функции Вейерштрасса в представлении Мандельброта являются одинаковыми. Использование последней нацелено на указание ее практической значимости.

Проверим адекватность полученного соотношения для  $u(t)$  экспериментально зарегистрированными сигналами выхода КФД.

### Проверка адекватности модели сигналов выхода КФД результатам экспериментальных измерений

Проверку адекватности полученного соотношения для  $u(t)$  проведем путем использования измеренных параметров экспериментально зарегистрированных сигналов (рис. 6).

На рис. 8 представлены сигналы, рассчитанные по соотношению для  $u(t)$  и полученные в результате измерений  $u_{КФД}(t)$ . При этом сигнал  $u(t)$  на  $m$ -й временной позиции обозначен  $u_m(t)$ , где под  $t$  понимается разница  $t - t_m$ .

Итак, для получения сигналов  $u_m(t)$  используем

$\omega_{0m}$  – доплеровская частота для подстилающей поверхности (фон), взятая из рис. 6. На рис. 6 приводится ее измеренное значение  $\omega_{0m} = 2\pi f_{дф}$ . Значение частоты  $f_{дф}$  в основном равнялось 50 Гц – нижняя частота среза ФДЧ; конечно, это значение претерпевает некоторые случайные изменения в силу рассеяния волн от земной поверхности и лежит в определенном диапазоне [15]. Пользуясь измеренными значениями доплеровской частоты для целевой составляющей,  $f_{дц}$ , рис. 6, можно определить значение параметра  $b_m = f_{дц} / f_{дф}$  (например,  $b_6 = 8,3$ , рис. 8, е). Выше было сказано, что коэффициенты  $q_{0m}$  и  $q_{1m}$  полагаются равными единице. Значение  $q_{2m}$  вычисляется в случае, когда количество целей более одной (рис. 6, е  $q_{26} = f_{дц2} / (f_{дф} b_6^2) = 0,52$ ).

Используя измеренные амплитуды гармоник, соответствующие сигналу от подстилающей поверхности, определяем значение коэффициентов  $p_{0m} = u_{\phi} / K$  ( $p_{0m} = 1$  для всех представленных на рис. 6 зондирований, кроме рис. 6, д,  $p_{05} = 0,5$ , т.к. там  $u_{\phi} = 0,5$ , а  $K$  везде принималось равным 1). Найдя отношение  $u_{1m} / K$ , выбираем значение коэффициента  $p_{1m}$  большим этого отношения ( $p_{1m}$  полагался равным 1 для всех зондирований, рис. 6, кроме зондирования автомобиля МАЗ, т.к. там  $u_{ц} / K = 1 - p_{12}$  положен равным 1,1).

На основании знания коэффициента  $p_{1m}$  и параметра  $b_m$ , вычисляем параметр  $D_m$  (приведены на рис. 8). При зондировании одиночной цели чтобы использовать соотношение для  $u(t)$  остается определить начальные фазы фоновой и целевой составляющих результирующего сигнала. Это производится по экспериментальным измерениям, представленным на рис. 6. При этом нужно учитывать наличие в результирующем сигнале постоянной составляющей  $U_{см}$ , которая возникает как следствие схемной реализации КФД (на рис. 8 значение  $U_{см}$  различны – получены по измерениям;  $U_{см} \approx -2$  В). Если количество целей больше 1, необходимо определить остальные коэффициенты  $p_{nm}$ . Так, при зондировании двух движущихся автомобилей, рис. 6, е значение

$$p_{26} = \frac{u_{ц2}}{K b_6^{(D_6-2)2}} = 0,64.$$

Таким образом, определялись все неизвестные для расчета сигналов выхода КФД, соответствующих данной цели. На рис. 8 продемонстрировано наложение экспериментальных и расчетных сигналов. При расчетах  $\Phi_{nm}(t)$  – форма сигнала номера  $nm$  полагалась единичной, т. к. за время 60 мс цель не успевает значительно изменить свою траекторию, и регулярные изменения сигнала выхода КФД не проявляются.

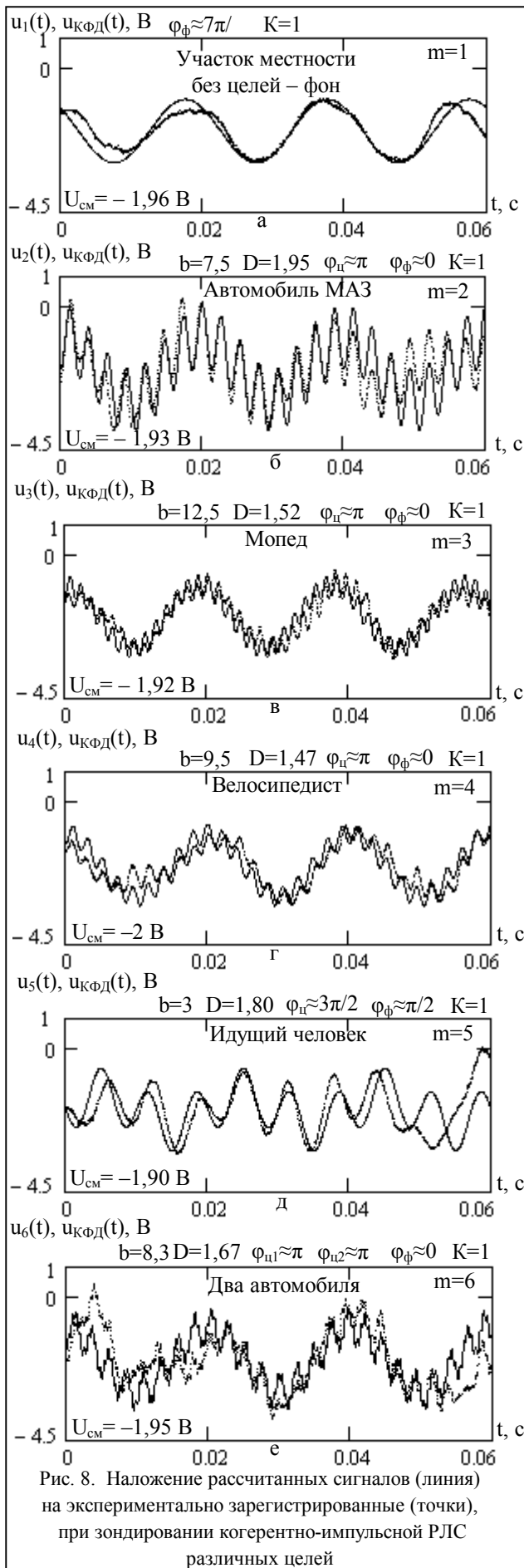


Рис. 8. Наложение рассчитанных сигналов (линия) на экспериментально зарегистрированные (точки), при зондировании когерентно-импульсной РЛС различных целей

При этом в силу случайности формирования всех составляющих результирующего сигнала выхода КФД, а также из-за неточности измерений параметров записанных сигналов (по рис. 6) на рис. 8 видны некоторые расхождения между измеренными и рассчитанными сигналами. Однако характер сигналов рассчитанных по формуле для  $u(t)$  отвечает сигналам полученным экспериментально  $u_{КФД}(t)$ . Представленные на рис. 8 результаты проверялись неоднократно для разных целей и условий. При этом использование измеренных параметров сигналов, составляющих результирующий сигнал выхода КФД, для расчета сигналов по соотношению для  $u(t)$  приводило к совпадению экспериментальных и расчетных сигналов.

Заметим также, что в частном случае, когда для какой-то временной позиции  $m$  все коэффициенты  $q_{nm} = 1$ ,  $p_{nm} = 1$  и  $\Phi_{nm}(t) = 1$  в соотношении для  $u(t)$  на данной временной позиции стоит функция Вейерштрасса в представлении Мандельброта и выражает сигнал выхода КФД, соответствующий реальным целям на местности. Так, в нашем случае, этой функцией выражен сигнал, отвечающий отражению от велосипедиста (рис. 8, г) и человека едущего на мопеде (рис. 8, в). Для двух автомобилей, рис. 8, е сигнал имеет характерный вид функции Вейерштрасса в представлении Мандельброта, однако значение коэффициентов  $q_{26}$  и  $p_{26}$  не равны единице.

Полученное соотношение для  $u(t)$  является общим для описания многих случаев зондирования разных целей, групп целей на фоне разной местности. Оно позволяет не только воспроизвести идеальный сигнал выхода КФД по измеренным параметрам, но и промоделировать различные ситуации, возникающие при распознавании подвижных целей при помощи когерентно-импульсных РЛС. Сформулируем в качестве выводов к данной статье полученные результаты.

### Выводы

1. В статье рассмотрена практическая возможность распознавания типа цели в существующих когерентно-импульсных РЛС по характеру низкочастотного сигнала выхода КФД. При этом на примерах экспериментальных измерений при помощи когерентно-импульсной РЛС рассмотрены все этапы обработки сигналов в КФД для выделения доплеровской информации о целях.

2. На основании анализа сигналов выхода КФД, соответствующих отражениям от реальных целей, введена их модель на базе дискретных частотных сигналов произвольного порядка и функции Вейерштрасса в представлении Мандельброта.

3. При помощи использования измеренных параметров зарегистрированных на выходе КФД сиг-

налов от реальных целей проверена адекватность модели сигналов на выходе КФД сигналам, полученным в результате экспериментальных измерений.

4. Обнаружено, что в частных случаях, при отражении от некоторых движущихся целей сигнал на выходе КФД представляет собой функцию Вейерштрасса в представлении Мандельброта.

5. На основании полученной модели сигналов на выходе КФД возможно эффективное проведение их анализа при решении задачи распознавания типа подвижной цели, т. к. сложная структура этих сигналов может быть разложена на простые составляющие.

6. Множество ситуаций, возникающих при распознавании реальных целей (различие в составе групп целей, всевозможные сочетания целей, различие в характере движения, влияние вида подстилающей поверхности и т.д.) возможно математически просчитать на основании введенной модели и учесть при анализе сигналов.

7. Введенная модель сигналов позволяет учитывать как регулярные изменения их параметров, так и дополнительные случайные возмущения.

### Список литературы

1. Изделие 1РЛ133. Техническое описание. БД 1.400.009 ТО. – 1974. – 232 с.
2. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы: учеб. пособие для вузов / В.А. Чердынцев. – Мн.: Высшая школа, 1988. – 369 с.
3. Изделие 1РЛ133. Инструкция. БД 1.400.009 ИЭ. – 1974. – 232 с.
4. Харкевич А.А. Спектры и анализ / А.А. Харкевич. – 3-е изд., – М.: Гос. изд. техн.-теор. лит., 1957. – 236 с.
5. Новиков Л.В. Основы вейвлет-анализа сигналов: учеб. пособие / Л.В. Новиков. – СПб., 1999. – 152 с.
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – 2-е изд., перераб. – М.: Сов. радио, 1971. – 671 с.
7. Чуешов И.Д. Математические основы теории нерегулярных колебаний бесконечномерных систем: учеб. пособие / И.Д. Чуешов. – Х.: ХГУ, 1991. – 80 с.

8. Федер Е. Фракталы: пер. с англ. / Е. Федер. – М.: Мир, 1991. – 254 с.

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

10. Справочник по радиоэлектронике в трех томах / Под общей ред. проф., докт. техн. наук А.А. Куликовского. – Т. 3. – М.: Энергия, 1970. – 816 с.

11. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

12. 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.

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

14. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие для вузов / Е.И. Манаев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 504 с.

15. Кулемин Г.П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами / Г.П. Кулемин, В.Б. Разказовский. – К.: Наукова думка, 1987. – 232 с.

16. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М.: Сов. радио, 1978. – 304 с.

17. Алмазов В.Б. Основы теории радиолокации / В.Б. Алмазов. – Х.: ВИРТА им. Л.А. Говорова, 1992. – 204 с.

18. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории) / В.Б. Пестряков. – М.: Сов. радио, 1968. – 468 с.

19. Титчмарш Е. Теория функций: пер. с англ. / Е. Титчмарш. – М.: Гос. изд. техн.-теор. лит-ры, 1951. – 506 с.

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

21. Jaggard D.L. Diffraction by bandlimited fractal screens / D.L. Jaggard, Y. Kim // J. Opt. Soc. Am. A. – 1987. – V. 4, № 6. – P. 1055-1062.

22. Jaggard D.L. Fractal surface scattering: A generalized Rayleigh solution / D.L. Jaggard, X. Sun // J. Appl. Phys. – 1990. – V. 68, № 11. – P. 5456-5462.

Поступила в редколлегию 22.10.2008

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

### МОДЕЛЬ СИГНАЛІВ ВИХОДУ КАНАЛУ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТУВАННЯ КОГЕРЕНТНО-ІМПУЛЬСНОЇ РЛС, ПРИ РОЗПІЗНАВАННІ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ

О.І. Вовк, О.С. Фатєєв, Р.Е. Пашченко

Проведено дослідження сигналів виходу каналу фазового детектування когерентно-імпульсної РЛС, при розпізнаванні рухомих цілей. Запропонована модель сигналів виходу каналу фазового детектування когерентно-імпульсної РЛС на базі дискретного частотного сигналу довільного порядку і функції Вейерштрасса в представленні Мандельброта. На підставі проведених експериментальних вимірювань перевірена адекватність введеної моделі сигналам, реєстрованим на виході каналу фазового детектування.

**Ключові слова:** когерентно-імпульсна РЛС, канал фазового детектування, дискретний частотний сигнал довільного порядку, функція Вейерштрасса в представленні Мандельброта.

### MODEL OF SIGNALS ON THE OUTPUT OF CHANNEL OF PHASE DETECTION OF THE COHERENT IMPULSIVE RADIO-LOCATION STATION, AT RECOGNITION OF LOCOMOTIVE TARGETS

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

Research of signals on the output of channel of phase detection of the coherent impulsive radio-location station is conducted, at recognition of locomotive targets. The model of signals on the output of channel of phase detection of the coherent impulsive radio-location station on the base of discrete frequency signal of random order and the Veyershrass function in the Mandelbrot presentation is offered. On the basis of the conducted experimental measuring adequacy of the entered model is tested to the signals registered on the output of channel of phase detection.

**Keywords:** coherently-impulsive radio-location station, channel of phase detection, discrete frequency signal of random order, function of Veyershrass in presentation of Mandel'brot.