

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - ВАРНА

инж. БОЖИДАР СТЕФАНОВ ДОЙНОВ

**ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ИЗПОЛЗВАНЕ НА СВРЪХДЪЛГИ ПСЕВДОШУМОВИ
СИГНАЛИ ПРИ ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ОБЕКТИ ПОСРЕДСТВОМ ВРЕМЕВИ
РЕДОВЕ В МАЛОМОЩНИ РАДИОЛОКАЦИОННИ СИСТЕМИ**

АВТОРЕФЕРАТ

на дисертация за получаване на образователна и научна степен „Доктор”

по научна специалност: 02.07.03 “Радиолокация и радионавигация”

Научен ръководител:

доц. д-р инж. Чавдар Илиев Александров

Научен консултант:

доц. д-р инж. Захарий Драганов Попов

Рецензенти:

1.
2.

ВАРНА
2013

Дисертационният труд е обсъден на 04.11.2014г. в катедра „ Комуникационна техника и технологии” и насочен за защита.

Дисертационният труд съдържа 141 страници, включително 59 фигури, 23 таблици, и 1 приложение, оформени в четири глави, общи изводи и списък на използваната литература от 144 заглавия, от които 34 на кирилица и 110 на латиница.

Означенията на фигурите и формулите в автореферата съвпадат с тези от дисертацията.

Защитата на дисертационният труд ще се състои наг. отч. в на открито заседание на жури сформирано със заповед на Ректор №...../.....г.

Материалите по защита (дисертацията, рецензиите и становищата) са на разположение на интересуващите се във ФД „Докторанти”, стая 318 НУК.

ХАРАКТЕРИСТИКА НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. МОТИВИ

Маломощните радиолокационни системи навлизат все по-широко в практиката. Във военните приложения се изисква скритост на използваните средства за радиотехническо наблюдение при работата им в системи и комплекси от стратегическо значение. Приложението на РЛС в системи за непрекъснат контрол на достъпа и охрана на цивилни и стратегически обекти и зони се прави от зората на създаването на радиолокацията. При използването на маломощни РЛС се проследява тенденция за намаляване на техните габарити и ергономичният им дизайн, независимо от това дали ще бъдат използвани в стационарни или мобилни обекти.

Стремежът към усъвършенстване на техническите средства, осигуряващи безопасност при движението и съпровождането на обекти, свързани с опазването на човешкият живот и околната среда води до намаляване на вредните електромагнитни емисии и съвместимост на РЛС с новите “green-line” изисквания.

Възможността на съвременните изчислителни средства, позволяващи бърза обработка на големи обеми от информация дават възможност за ползване на изследванията, направени върху биологичните видове, използващи ехо-локация да намерят приложение на тези изследвания в съвременните устройства за радиотехническо наблюдение.

В последното десетилетие се наблюдава приложението на радиолокацията в медицината за следене състоянието на пациенти с тежки повърхностни изгаряния, както и използването и в системи, подпомагащи незрящи хора или такива със силно увредено зрение.

Непрестанното разширяване на задачите поставени пред радиолокацията, налага много рационално използване на честотния спектър и използваната мощност. Тези сложни технически задачи могат да се решат само на базата на използването на ансамбли от сложни сигнали, притежаващи специални корелационни свойства и специфични хардуерни разработки.

Въпреки че радиолокационните системи със сложни сигнали са известни от преди около четиридесет години, в тяхната теория все още съществуват редица нерешени въпроси.

2. АКТУАЛНОСТ НА ПРОБЛЕМА

Радиолокационните системи използващи псевдошумови и шумови сигнали са един от най-бързо развиващите се сегменти на радиолокационната индустрия днес. През последното десетилетие се наблюдава нарастване на броя разработки на псевдошумови сондиращи системи от фирми по целия свят в различни области на приложение – военни и граждански РЛС, медицински скенери и томографи, датчици за измерване в опасни среди и др. У потребителите се зародиха очаквания за увеличаване на техническите параметри на системите, намаляване на разходите и безопасност при използването им.

За удовлетворяване на тези изисквания е необходимо по-нататъшно развитие на радиолокационните системи в посока увеличаване на възможностите им за откриване на обекти, намаляване на консумираната мощност и увеличаване на бързодействието им.

Тези цели могат да се постигнат чрез използване на псевдошумови сигнали със свръх-голяма дължина в радиолокационни системи с непрекъснато излъчване, като при това се използват нови методи за обработка на получената информация. От това произтича актуалността на проблемите, разглеждани в дисертационния труд.

3. ЦЕЛ И ЗАДАЧИ НА ИЗСЛЕДВАНЕТО

Цел на дисертационния труд е да се изследват теоретично и експериментално възможностите за приложение на подобрени псевдослучайни последователности със свръх-голяма дължина в маломощни радари с непрекъснато излъчване, като при това да се получат повече резултати за работата и особеностите на този тип радиолокатори, както и да се направи обработка на сигнал от такъв радар и получените реални резултати в последствие да се анализират.

За постигане на поставената цел е необходимо да се решат следните основни *задачи*:

1) Да се разработят нови генератори на подобрени псевдослучайни сигнали със свръх-голяма дължина и да се изследват;

2) Да се разработи теоретична постановка за обработка на отразеният от целта псевдослучаен сигнал посредством времеви редове;

3) Да се разработи експериментален модел на радиолокатор, използващ псевдослучаен сигнал, който да се изследва с помощта на времеви редове;

4) Да се изследва възможността за прилагане на теорията на времевите редове и при създаването на модел на радиолокационно изображение от реална РЛС.

4. ПРЕДМЕТ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Предмет на дисертационния труд са алгоритмите за синтез на псевдослучайни свръх-дълги сигнали и обработката на повърхнината им на неопределеност, намиращи приложение в маломощни радиолокатори с непрекъснато излъчване.

5. НОВОСТ НА ИЗСЛЕДВАНЕТО

Научната новост на дисертационния труд се състои в доразвиването на теорията за синтез на псевдослучайни сигнали със свръх-големи бази и построяване на модели на обекти чрез функцията на неопределеност на тези сигнали.

6. ПРАКТИЧЕСКА ПОЛЕЗНОСТ

Практическата полезност се изразява в разработването на нови генератори на свръх-дълги сложни сигнали, конструиране на прототип на маломощен радиолокатор, използващ свръх-дълги псевдошумови сигнали, дефиниране на параметрите на изменение на повърхнината на неопределеност при изследване на обекти чрез сложни псевдошумови сигнали, съставяне на модели на обекти чрез функция на неопределеност и времеви редове и прилагането на използвания математически апарат към построяване на модели на обекти в импулсни РЛС.

7. НАУЧНО-МЕТОДИЧЕСКА И ПЕДАГОГИЧЕСКА ПОЛЕЗНОСТ

Научно-методическата и педагогическа полезност се изразява в достъпно и методически последователно изследване на проблемите, довеждане на резултатите до инженерна реализация, използване на получените резултати като база за по-нататъшно усъвършенстване на маломощни радиолокатори използващи псевдошумови сигнали със свръх-голяма дължина, както и за обучение на инженерните кадри.

8. СЪДЪРЖАНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Дисертационният труд се състои от увод, четири глави, заключение, списък на публикациите по темата и приложение.

В увода е посочена актуалността на проблематиката на изследването.

В първа глава е направен обзор на достъпни литературни източници свързани с проблема на дисертацията, начинът по който се извършва оптималната обработка на приетите сигнали, класификация на основните използвани сложни сигнали, както и паралел с използваните сигнали от биологични видове.

Във втора глава са разгледани накратко основните свойства на последователностите с максимална дължина и са представени три генератора способни да реализират псевдошумови последователности със свръх-голяма дължина. Чрез набор от статистически тестове са оценени качествата и целесъобразността от прилагането им.

В трета глава е представен метод за анализ на функцията на неопределеност на радиолокационен сигнал, чрез използване на апарата на времевите редове. Направена е интерпретация на параметрите на сеченията на повърхнината на неопределеност за целите на радиолокацията, както и са дефинирани различни параметри, описващи повърхнината и тяхното тълкуване.

В четвърта глава са представени експерименталните резултати от работата на направените хардуерни реализации на програмируеми генератори, използващи разработените псевдослучайни сигнали, представени в Глава 2 за модулация по честота и фаза на синусоидален носещ сигнал, с цел

приложение в преносим псевдошумов радар. Показани са получените опитни резултати от приложението на теорията на времевите редове за моделиране на функцията на неопределеност на радиолокационен сигнал. Представени са резултатите от прилагането на метода за анализ от Глава 3 върху реално радиолокационно изображение, получено от обзорен радиолокатор.

В заключението са представени основните научно-приложни резултати от работата по дисертационния труд.

9. АПРОБАЦИЯ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Основните части на дисертационния труд са представяни на юбилейна научни конференция с международно участие на ВВМУ "Никола Й. Вапцаров", в списание "Компютърни науки и технологии" и в списание JMTE в Румъния.

КРАТКО ИЗЛОЖЕНИЕ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

ГЛАВА ПЪРВА: СЪСТОЯНИЕ НА РАДИОЛОКАЦИОННИТЕ КОМПЛЕКСИ ИЗПОЛЗВАЩИ СЛОЖНИ СИГНАЛИ И ПРОБЛЕМИТЕ СВЪРЗАНИ С ТЯХ

1.1. Развитие и перспективи на изследванията на Р.Л.С.

Повишаването на ефективността на Р.Л.С. е пряко свързано с разработването, изследването и конструирането на нови типове радиолокационни системи и сигнали. Това предполага задълбочено изследване на възможностите на съществуващите сондиращи сигнали и последващите методи и алгоритми за обработката им, както и проектирането и използването на нови, имащи за цел повишаване шумозащитеността, бързодействието и разделителната способност на радиолокационните комплекси (Р.Л.К.).

Проблемите за повишаване на шумозащитеността и разделителната способност придобиват особено значение и по ред специфични причини, най-съществените от които са:

– Съвремените Р.Л.К. с военно приложение са сложни и скъпи съоръжения, чието откриване и извеждане от строя е свързано със сериозни загуби;

– Р.Л.С. използвани във флота и авиацията са отдалечени от бреговите бази и трудно могат да разчитат на своевременна помощ от Р.Е.П. .

Теоретичните и експериментални изследвания започват от Дж. Максвел, който предсказва съществуването на радиовълни в своята теория за електромагнетизма през 1864г. [140]. Той показва математически, че всички електромагнитни вълни се движат с еднакво ускорение в свободно пространство независимо от своята дължина.

Хайнрих Херц потвърждава през 1886 г. чрез експеримент в политехниката в Карлсруе твърденията на Максвел [141]. Херц използва разрядник като предавател, произвеждащ пакети електромагнитни вълни с честота приблизително 455 MHz. и също така потвърждава, че електромагнитните вълни се отразяват от метални и диелектрични тела.

Първата практическа форма на радар е направена от германският инженер Кристиан Хюлсмайер и е патентована в различни страни през 1904 г. [142]. Въпреки демонстрациите на Корабния конгрес в Ротердам през същата година, както и пред немският флот, изобретението е оценено като „ограничено и неподходящо за комерсиални цели”.

В основата на експериментите на Херц и Хюлсмаер стоят Румкфорова спирала и разрядник, като получените електромагнитни вълни в следствие на електрическият разряд се разглеждат, като произведени от шумов източник.

Концепцията за радари използващи шум (RNR) се появява в началото на 1950 година, като начин за премахване на разстояние-Доплер неопределеност в радиолокаторите, т.е. за да се получи функция на неопределеност от типа 'обърната габърка' (thumbtack ambiguity function). Системите RNR излъчват шумови или псевдошумови маломощни микровълнови сигнали, които могат (или не могат) да са модулирани от нискочестотен сигнал. Първите документиращи ни данни за използване

на шумови радиолокатори са дадени от Horton и Craig [96]. Главният проблем стоящ пред проектантите на шумови радиолокатори е конструирането на източници на случаен сигнал.

Основното развитие на науките свързани с радиолокационните системи са използвани първоначално за воени цели. Поради тази причина информацията за устройството и принципите на работа на съвременните радиолокатори е оскъдна.

В настоящият труд са разгледани достъпните източници и устройства, които са предимно разсекретени военни разработки, както и специфични изделия конструирани специално за нуждите на метеорологията, корабоплаването, медицината и др.

Прогресът в областта на радиолокацията освен за военни цели се прилага и в различни цивилни приложения. От средата на 20^{-ти} век радиолокацията намират все по-широко приложение и в гражданските сфери, като решава задачи, за сондиране на йоносферата и наблюдение на метеорологичната обстановка. Когато предназначенията за тези цели апаратура започва да се разработва и изпитва, нейните създатели вероятно не са имали и представа, за обичайното днес понятие “дистанционно сондиране на заобикалящата среда”. Основно тази апаратура е разработвана за военно приложение като в нея за първи път са приложени псевдошумовите сигнали [106, 110].

Високите изисквания предявени към Р.Л.С. за отбрана и атака изисква внимателно анализиране на достъпната информация за радиолокационни устройства създадени съгласно концепцията LPI.

1.2 Обзор на достъпните решения на LPI технологията

Определението за малка възможност за засичане (Low Probability of Intercept, LPI) е важно тактическо изискване за радара намиращ се в (или следящ) зона на конфликт. В стандарт ANSI/IEEE Standard 686: Radar Terms and Definitions [37] от 2008 година радар от такъв тип не фигурира. Терминът LPI е свойство на радара, такова, че той с ниската си мощност, широка честотна лента, бърза промяна на работна честота, използван сондиращ сигнал, режим на работа и други конструктивни параметри, го прави труден за откриване от пасивни и активни Р.Л.К..

LPI радарите са отговор на увеличаващата се способност на модерните следящи системи откриващи и засичащи активни Р.Л.К. [96,128-136].

В приложения, като висотомери, тактически съпровождащи, обзорни и навигационни Р.Л.С. засичането на радиолокационното излъчване може бързо да доведе до електронна атака или заглушаване ако параметрите на излъчвателя бъдат определени. При използване на широколентови сигнали това е трудна задача [96].

LPI Р.Л.С. се използват такива сигнали, че да се направи невъзможна детекцията и демодулацията им в антирадарните системи. EW приемните системи изискват голямо усилване за откриване на LPI емисии и екстракция на параметрите на сигнала. Този процес е последван от класификация – сортиране на сигналите в групи имащи подобни параметри. Параметри, като: носеща честота, честотна лента, период на модулация, време за пристигане са някой от параметрите, по които могат да се различат два сигнала.

В последните години се наблюдава тенденция за увеличаване интегрирането на LPI радиолокатори в модерни военни системи. Тези Р.Л.С. използват сигнали, които трудно се откриват от антирадарните комплекси. Предизвикателствата поставени пред конструкторите на антирадарни системи довеждат до създаването на специфични разработки за откриване и заглушаване на LPI Р.Л.К..

1.5 . Класификация на методите за откриване на цели

За идентификация на цели в радиолокаторите се използват сложни статистически и спектрални техники. Отраженият от сложна цел сигнал представлява резултат от векторно наслагване на сигналите отразени от отделните елементи на конструкцията на целта.

За да получим максимална възможна информация за геометрията на обект под обзор, е необходимо той да се обследва със сложен сигнал, такъв, че да възбуди всички резонансни честоти на характерните елементи по конструкцията. На това изискване отговарят пикосекундните импулси, многочестотните сигнали и шумови/псевдошумови последователности.

Всеки един от подходите притежава особености в зависимост от използвания математически апарат и реакция на ЕПР на целта [25, 109]. Сложността на математическите алгоритми, използвани в радиолокацията налага търсенето на нови подходи при решаването на радиолокационните задачи за откриване и идентификация на обекти. Един възможен подход, за решаване на тези задачи е използване на теорията на времевите редове и приложението и към стохастични повърхнини.

При обработка на приетия отразен сигнал чрез съгласуваната филтрация (корелационен прием) се осъществява оптимална линейна обработка на радиолокационния сигнал [25]. Така изходната радиолокационна информация се преобразува във вид подходящ за вземане на решение за наличие/отсъствие на цел, както и за оценка параметрите на целта (разстояние, скорост,...) [3, 6] и се описва чрез функцията на неопределеност.

В настоящия труд, функцията на неопределеност не се използва в смисълът, в който Woodward я представя [103, 104, 117], като средство за определяне свойствата на използвания сондиращ сигнал, а като описание на изхода на съгласуван филтър.

1.7. Функция на неопределеност и приложението и при идентификация на цели в Р.Л.С. с непрекъснато излъчване използващи СС

Функцията на неопределеност се използва всеки път когато се иска да се оцени едновременно времево и честотно отместване на два сигнала. Понятието за функция на неопределеност е въведено от Р. Woodward [117], но е представено теоретично от J. Ville през 1948 [70] при решение на задачи свързани с филтрация на отразен сигнал. Функцията се задава със следния израз:

$$\chi_{xx}(\tau, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot x^*(t - \tau) \cdot \exp(+2 \cdot \pi \cdot i \cdot \varphi \cdot t) \cdot dt \quad (1.9)$$

Доказано е [3, 5, 77, 98], че функцията на неопределеност представлява отклика на съгласуван филтър на сигнал с крайна енергия.

Функцията на неопределеност е обобщено понятие за корелационна функция в случай на две трансляции – по време и по честота [96, 103, 104].

В множество литературни източници се разглежда функцията на неопределеност и нейните свойства [3, 5, 6, 20-22, 28, 40-43, 81, 98, 117]. Трябва да се отбележи, че всички те използват функцията на неопределеност за определяне на свойствата на радиолокационния сигнал и не отделят внимание за анализирането и, като най-информативно средство.

1.8 Изводи по Глава 1

От всичко изложено по-горе в Глава 1 могат да се направят следните изводи

1. Р.Л.К. използващи шумови сигнали са едни от най-динамично развиващите се видове радиолокационни системи през последните години. При това радиолокаторите допринесоха и ще допринасят за същественото подобряване начина на живот на всички хора в света.

2. Р.Л.С. използващи СШ, притежават висока шумозащитеност, голяма информационна способност, скритост и дават възможност за едновременна работа с класически радиолокационни системи без да се създават взаимни електромагнитни смущения. По тази причина Р.Л.С. със СШ се използват все по-масово в практиката.

3. За да се осигури висока ефективност на Р.Л.С. и да отговаря на концепцията LPI е необходимо използваните в нея СШ да отговарят на следните изисквания:

- да се използват шумови или псевдошумови последователности, които трудно да се поддават на математическо описание;
- да се използват бързи методи и алгоритми за идентификация на обектите под обзор.

4. Синтезирането на СШ за Р.Л.С., отговарящи на концепцията LPI са обект на интензивни изследвания. Това обаче е тежък теоретичен проблем, тъй като въпреки положените големи усилия, до момента той не е окончателно решен.

5. Обработката на приетата информация в LPI радиолокатор представлява сериозен теоретичен проблем, тъй като за минимално време се изисква детекция, демодулация на сондиращият сигнал и последваща идентификация и класификация на обекта под обзор. До момента въпросът за единен подход за обработката на радиолокационна информация не е решен.

1.9.Цели и задачи на дисертационния труд

Предвид на изводите по Глава 1, целта на дисертационния труд е да се изследват теоретично и експериментално възможностите за приложение на подобрени псевдослучайни последователности със свръх-голяма дължина в маломощни радари с непрекъснато излъчване, като при това да се получат повече резултати за работата и особеностите на този тип радари, както и да се обработи на сигнал от такъв радар да се получат реални резултати, които в следствие да се анализират.

Постигането на целта на дисертацията изисква решаването на голям брой разнородни задачи. От тях в дисертационния труд са приети да се решат следните основни задачи:

1) Да се разработят нови генератори на подобрени псевдослучайни сигнали със свръх-голяма дължина и да се изследват;

2) Да се разработи теоретична постановка за обработка на отразеният от целта псевдослучаен сигнал посредством времеви редове;

3) Да се разработи експериментален модел на радиолокатор, използващ псевдослучаен сигнал, който да се изследва с помощта на времеви редове;

4) Да се изследва възможността за прилагане на теорията на времевите редове и при създаването на модел на радиолокационно изображение от реална Р.Л.С..

ГЛАВА ВТОРА: ИЗТОЧНИЦИ НА СЛУЧАЕН СИГНАЛ ЗА ПСЕВДОШУМОВИ РЛС И СЛУЧАЙНИ ПОСЛЕДОВАТЕЛНОСТИ. ГЕНЕРИРАНЕ НА ПОДОБРЕНИ ПСЕВДОСЛУЧАЙНИ ПОСЛЕДОВАТЕЛНОСТИ.

В тази глава са отразени резултатите от работата по реализирането на генератори на псевдослучайни сигнали. Генерираните последователности се изследват с набор от стандартизирани по NIST статистически тестове.

За практическа реализация на описаната цел са разработени набор от програми за статистически тестове в работна среда на MatLAB за проверка на качествата на последователностите, като при това са използвани и готови стандартизирани тестове на работната среда

При направеното литературно проучване [6, 7, 11, 71, 81, 86, 87] е установено, че генераторите на случайни сигнали могат да бъдат класифицирани според типа на генерирания от тях сигнал и конструкцията им по следния начин:

1. Генератори, построени с използване на шумови елементи;
2. Псевдошумови генератори реализирани на логически елементи;
3. Програмни (софтуерни) генератори на псевдослучайни числа.

Генераторите, построени на основа шумов елемен – диод или лампа са способни да реализират бял шум [17, 80, 84, 85]. Като основни недостатъци на този тип източници на сигнал могат да се посочат:

1. Силна зависимост на режима на работа на шумовият елемент от околната среда – температура, вибрации, влажност;

2. Чувствителност към захранващото напрежение;
3. Трудности при експлоатацията и;
4. Изходният сигнал на генератора е с много малка амплитуда;
5. Големи габарити;
6. Висока цена.

Тези недостатъци на хардуерните генератори на случайни сигнали са насочили проектантите към реализация на устройства, базирани на цифрови елементи – преместващи регистри с обратни връзки (линейни и нелинейни), математическият апарат за анализ и синтез на които е висшата алгебра и полетата на Галоа [2, 4, 5, 17]. Обратните връзки обхващащи преместващите регистри, оказват силно влияние върху качествата на изработваната псевдослучайна последователност [7, 14, 71]. Независимо от лесната схема по която се построяват и добрите автокорелационни свойства [71], изходните последователности имат сериозен недостатък: податливи са на криптоатака основана на алгоритъма на Берлекамп-Меси [71, 73], което означава, че приложени в РЛС, последната може да бъде локализирана по типа на сигнала.

Сложността на разработването на оригинални генератори на случайни числа насочва вниманието към въвеждане на допълнителни елементи или модификации на известни схеми. Едно от възможните решения е използването на комбинация от известни генератори и изследване на получените последователности.

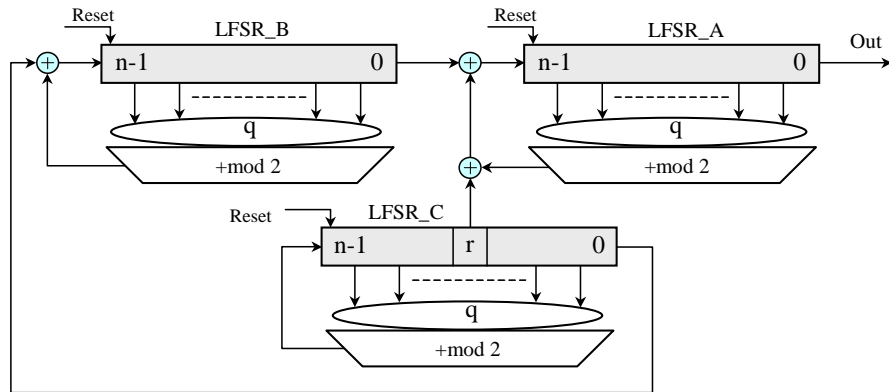
2.1.1. Комбиниран генератор на псевдослучаен сигнал

Високо качество в тези схеми обаче може да се постигне само при много големи дължини (по-голяма от 2^{15} bits). Както е известно обаче голямата дължина от своя страна създава изчислителни затруднения, свързани с намирането на примитивни многочлени от висока степен [17, 73].

В дисертационния труд се предлага една нова структура за генериране на псевдослучайна последователност. Стремещт е повишаване на качествата на ГПСП, реализирани чрез LFSR с по-малки дължини, като при това се цели още да бъдат подтиснати в максимална степен споменатите им недостатъци.

Предлаганата структура се постига на основа на идеята, заимствана от метода на Макларън-Мерсальия [17, 18, 85], която изисква подходящо комбиниране на два генераторни елемента от един и същи ранг [99]. Освен това, имайки предвид зависимостта на класическия ГПСП от криптоатаки, предложената структура допълнително интегрира подхода на Клапер и Горецки [73]. В съответствие с този подход в структурата на ГПСП е добавена външна памет, с което се разрушават рекурентните връзки в изходната битова последователност, в резултат на което криптоатаката е затруднена.

Позитивните резултати в предлаганата структура са търсени чрез подходящо обединяване на тези две идеи. Като допълнителна памет в структурата на ГПСП е добавен модифициран LFSR. Модификацията е реализирана на основа на идеята на Макларън-Мерсальия. Този допълнителен елемент е статистически независим. Окончателно синтезираната структура на ГПСП е представена на фигура 2.2.



Фиг. 2.2 Логическа структура на предложения генератор

В нея се съдържат три елемента от един и същи вид – А, В, С. Изходът на генериращата структура *Out* е от десния край на елемент А. Елементите В и С са включени в съответствие с идеята на Макларън-Мерсалия, в качеството им на първични генериращи елементи. От друга страна, включването на тази група към първичния генериращ елемент А, е в съответствие с идеята за допълнителна външна памет на Клапер и Горецки. Групата се включва към елемента А чрез функциите *Mod2*. По този начин постъпващите в елемент А битове от елементите В и С са статистически независими, което разрушава рекурентните връзки (2.3) в изходната последователност. Генераторните елементи В и С се включват в обратната връзка на елемента А различно. В генераторния елемент С е създаден допълнителен изход, чрез който той се включва към обратната връзка на елемента А. Този изход следва да бъде взет от бит, чийто номер *r* представлява взаимно просто число с дължината на регистъра *n*. Поради тази усложнена функционалност в обратната връзка на основния генериращ елемент А главният положителен ефект се състои в значително удължаване на периода на генерираната последователност в сравнение с неговите собствени възможности.

Предложената структура за генериране на псевдослучайна последователност (фигура 2.2) е оценена с различни статистически тестове, целящи да потвърдят закона на разпределение на генерираната изходна последователност, а получените за нея оценки да послужат още и за качествено ѝ оценяване при сравнение с класическа схема.

2.1.4.1. Стандартен тест за проверка на закона на разпределение на случайната величина

Тестът се провежда от вградената в MatLAB функция *runstest(x)*, чийто аргумент *x* представлява генерирана последователност с дължина *M* [b].

Числените резултати за теста са показани в таблица 2.1.

Таблица 2.1 Оценки за последователности с различни периоди

<i>M</i>	2^{17}	2^{18}	2^{19}	2^{20}	2^{21}
<i>h</i>	0	0	0	0	0
<i>p</i>	0.9362	0.9579	0.9791	0.9914	0.9961

Очевидно тестът не отхвърля нулевата хипотеза, при това с нарастваща категоричност.

2.1.4.2. Тест за честота

Целта на този тест е да се определи съотношението на нулите и единиците в генерираната последователност, които трябва да са почти равни на брой, както би се очаквало при една случайна последователност [35].

Изчислява се P-value [13, 16] в среда на Matlab, чрез комплементарна функция на грешката, съгласно указанията в [17, 35]:

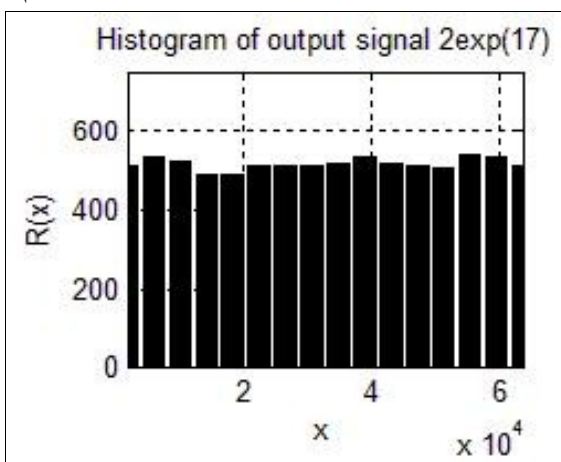
$$P = \text{erfc}(x) \quad (2.5)$$

Функцията връща стойност, която позволява да се оцени последователността според изказания в началото смисъл [35]. В най-добрия случай стойността на оценъчната функция е 1. Реално изчислената при експеримента с теста оценка, съгласно началните условия дефинирани по-горе има стойността $P=0,9860$. Тази стойност е получена при обработка на целия период на генерираната последователност и високата ѝ близост до най-добрата стойност за теста се възприема като оценка за високо качество на генератора.

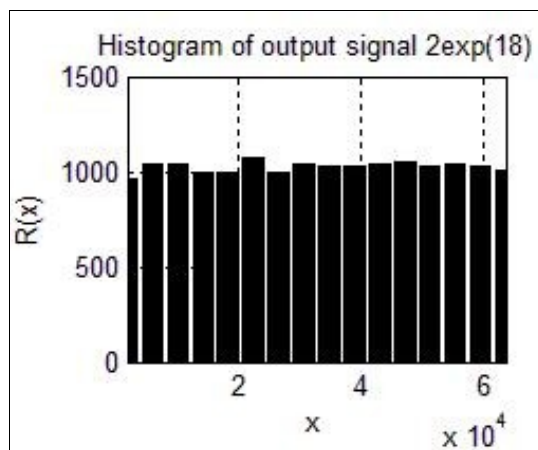
2.1.4.3 Графичен хистограмен тест

Хистограмният тест се прилага най-често поради това, че предлага непосредствена графична визуална представа за разпределението, както и числена оценка за относителните честоти на попадение. За целта е направено преобразуване на 16 битови двоични числа на тестваната последователност в десетични.

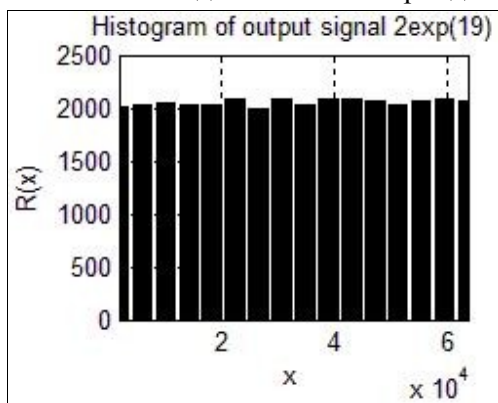
За получаване на оценките по този тест е използвана функция *hist* от пакета на MatLAB. На фигуриите 2.3, 2.4, 2.5 и 2.6 са представени хистограмите на първите 4 последователности според таблица 2.1.



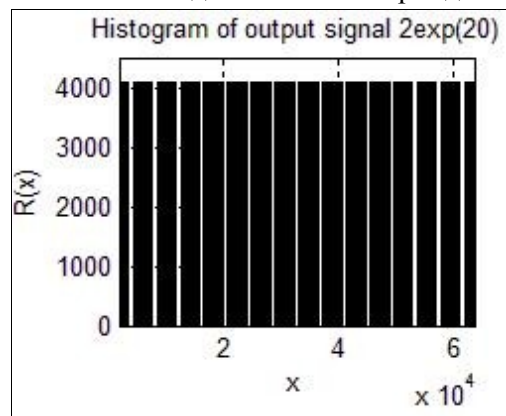
Фиг. 2.3 Последователностс период 2^{17}



Фиг. 2.4 Последователностс период 2^{18}



Фиг.2.5 Последователност с период 2^{19}



Фиг. 2.6 Последователност с период 2^{20}

От хистограмите, показани на фигуриите 2.3, 2.4, 2.5 и 2.6, се виждат попаденията на 16 битови числа в 16 неприпокриващи се интервала.

С увеличаване на периода на последователността, разликите от броя на попаденията в съседните интервали на хистограмата стават все по-малки и за последователността с период 2^{20} те се изравняват.

Хистограма за последователност с период 2^{21} не е построена, тъй като при период 2^{21} тя има пълен брой на повторения на 16 битови числа.

Таблица 2.2 Параметри на последователности с различни периоди

М	2^{17}	2^{18}	2^{19}	2^{20}	2^{21}
Брой генерирани бита	131072	262144	524288	1047576	2097152
Брой 16 битови числа	8192	16384	32768	65536	131072
Брой повтарящи се числа	0	0	0	2	65538

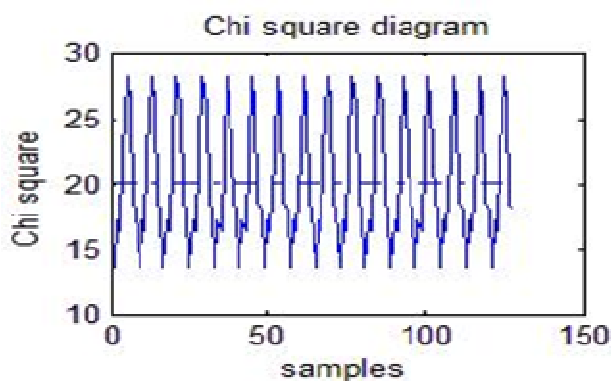
Получената при период 2^{20} последователност е с най-голяма дължина и най-малък брой на повтарящи се 16 битови числа, което се възприема като оценка за високо качеството на генерирана последователност с равномерно разпределение.

2.1.4.4 Тест с критерий на Пирсон (Хи-квадрат)

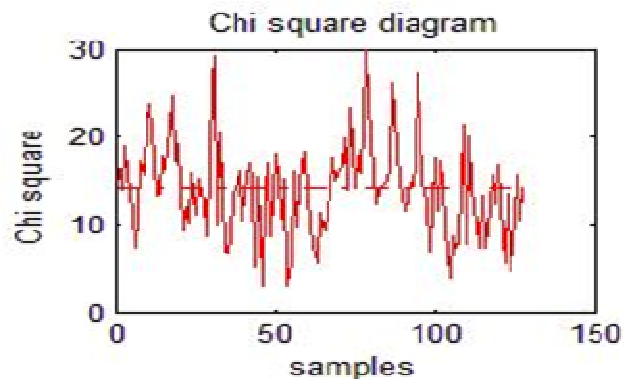
Целта на този тест е с помощта на критерия на Пирсон, да се провери нулевата хипотеза, която издига твърдението, че генерираната псевдослучайна последователност не противоречи на равномерния закон на разпределение. Това твърдение се издига при предварително избрано ниво на достоверност. Нивото на достоверност, избрано за провеждания тест е $\alpha=0.05$. При 15 степени на свобода, стойността на критерия, взета от съответната таблица [16] е $\chi^2(\text{obs})=25,0$.

Проведеният експеримент има следната организация – при 16 битов регистър периодът на генерираната последователност се подчинява на зависимостта (2.1). Броят на генерираните битове е равен на броя на тактовете за изместване. Генераторите се стартират за натрупване на последователни масиви от по 509 16 битови елементи, чиито брой зависи от М. При това е спазено условието, че дължината на елементите и обемът на масивите да са взаимно прости числа.

За всяка извадка от 509 16 битови числа е изчислена стойността на оценката на критерия на Пирсон. Така получените оценки са показани на фигури 2.7 и 2.8 в графичен вид съответно за родителската схема и за схемата от фигура 2.2.



Фиг. 2.7 χ^2 на родителската схем



Фиг. 2.8 χ^2 на предложениия генератор

Изводите, които този тест позволява да се направят, са следните:

1. Предложеният генератор има по-голям период спрямо родителския 16 битов LFSR;
2. Средната стойност на оценките на критерия на Пирсон за отделните извадки е 20 (фигура 2.7) и е по-голяма от тази за изследвания генератор 14.5 (фигура 2.8);

3. За повече от 80% от извадките на предложения генератор, при еднакви условия, стойностите на оценките на критерия на Пирсон са фактически по-малки от тези на родителската схема.

Като цяло, тестът по този критерий също не отхвърля хипотезата, че генерираната псевдослучайна последователност не противоречи на равномерния закон на разпределение.

2.2 Генератор на псевдослучайна последователност на основа на числото π

Поставена е цел да се изследва твърдението за възможността за построяване на софтуерен генератор на псевдослучайна последователност със свръхголяма дължина.

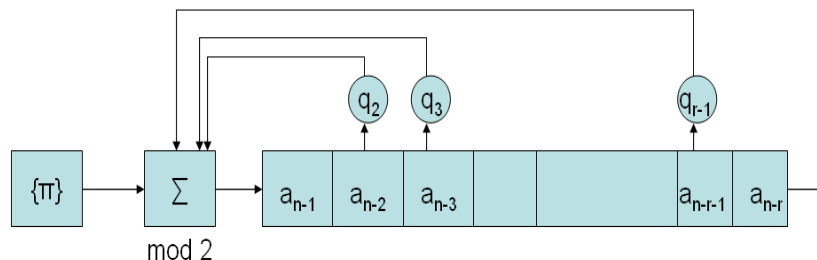
За постигането на тази цел се модифицира идеята на Клапер и Горецки [73], като вместо клетка памет се използва външна последователност. Посредством този подход и статистическата независимост на самостоятелната изходна последователност на преместващия регистър се търси по-добра криптоустойчивост на изходната случайна битова поредица. Една от подходящите последователности, които могат да се използват за целта е тази, получена при изчислението на числото π .

2.2.1.1 Основни свойства на числото π

Числото π е трансцендентно и не е решение на уравнение с цели коефициенти. През Февруари 2011 г. американският математик David Bailey предлага набор от формули, една от които е за изчисляване на n -тата цифра след десетичната точка на числото π , без да е необходимо изчисляването на $n-1$ предишните числа [44]. Това откритие дава идеята за създаване на софтуерен генератор и неговото изследване.

2.2.2 Модел на софтуерния генератор

Използвайки последователността от цифри след десетичната точка на числото π и модифицирайки идеята на Клапер и Горецки [73], се достига до следната структурна схема, показана на фигура 2.9.



Фиг. 2.9 Принципна схема на генератор на основа числото π

Поредицата от десетични числа може да бъде получена посредством формулата на Bailey, като се избере от кое число да се започне и последващо преобразуване на десетичното число в двоично или да се използва външен елемент памет, в който е записана преобразуваната вече в двоично число поредица. Изборът трябва да се направи съгласно необходимото изискване за бързодействие.

2.2.4. Обобщение на резултатите от тестовете на генератора:

Получените резултати показват, че използваният подход позволява генерирането на псевдослучайни последователности със свъх-голяма дължина. Направеният експеримент използва

число със 3591 знака, което след преобразуване отговаря на число с дължина приблизително 2^{14} бита. С лекота входната последователност може да се разшири и от своя страна това ще увеличи дължината на крайната битова поредица.

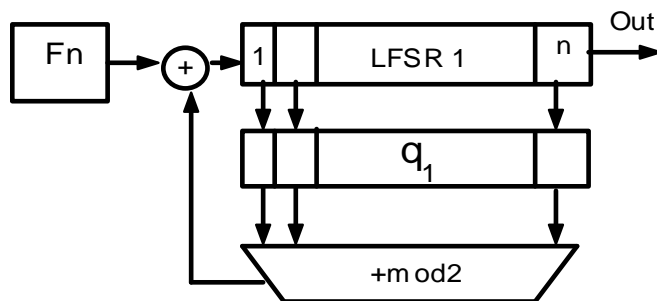
Идеята за използването на външна последователност вместо елемент на памет може да бъде експериментирана и с други последователности.

2.3. Генератор на псевдослучайна последователност на основа на дроби на Фарей

За постигане на целта се използва отново идеята на Клапер и Горецки [73] и конструираният генератор на основа числото π , като за външна последователност се използват Фареевите дроби (числа).

2.3.2. Крайна структура на генератора:

Крайната блокова схема е представена на фигура 2.12:



Фиг. 2.12 Принципна схема на генератор на основа числа на Фарей

2.3.3. Експериментални резултати:

За да се оценят свойствата на изходната поредица на предложеният генератор от фигура 2.12, е направена симулация в среда на MatLAB, при следните условия:

1. Използувана Фареева последователност от 8 ред
2. Примитивен полином на преместващият регистър от степен по-малка от 8, описван с уравнението (2.8);

Изходната последователност се оценявана чрез:

2.3.3.1. Стандартен тест за проверка на закона за нормално разпределение в среда на MatLAB.

При ниво на достоверност 5%, резултатите от теста са както следва:

- входната последователност отхвърля теста с резултати : $H=1$, $P=3.527405442315613e-010$.
- изходната последователност не отхвърля теста с резултати : $H=0$, $P=0.1782228$

От резултатите, получени от този тест, може да се направи извод, че получената изходна последователност притежава случайно разпределение.

2.3.3.2. Тест за честота

Този тест е аналогичен на използвания в 2.1.4.2. Стойностите, получени от теста за са както следва:

- $P=5.465e-006$ за входната последователност;
- $P=0.02782$ за изходната последователност.

Съгласно [35] за да бъде последователността случайна, стойността на P не трябва да е по-малка от 0.01. От получения резултат се вижда, че генерираната последователност на изхода не отхвърля теста.

2.3.3.3. Функция на кохерентност.

Използува се за да се оцени максималното подобие на входяща в преместващия регистър Фареева последователност и случайната поредица на изхода при различни стойности на първоначално зареждане на регистъра. За регистър с полином в обратната връзка от 5 степен, броят на комбинациите възможни за първоначално зареждане се пресмята по формула (2.1).

Получените от експеримента резултати са дадени в таблица 2.4.

Таблица 2.4. Стойности на функция на кохерентност

	Initial condition	Coherence max	P		Initial condition	Coherence max	P
1	1	0.939	0.719	17	17	0.886	0.2202
2	2	0.9477	0.075	18	18	0.9187	0.713
3	3	0.8157	0.189	19	19	0.872	0.7017
4	4	0.8248	0.146	20	20	0.9056	0.8058
5	5	0.9434	1	21	21	0.8527	0.5956
6	6	0.9176	0.0241	22	22	0.9074	0.6768
7	7	0.9127	0.0526	23	23	0.8478	0.7549
8	8	0.9633	0.8451	24	24	0.9656	0.2411
9	9	0.9435	0.2695	25	25	0.8859	0.2728
10	10	0.8842	0.9779	26	26	0.8257	0.339
11	11	0.8901	0.1892	27	27	0.8319	0.0475
12	12	0.8529	0.7315	28	28	0.8504	0.419
13	13	0.9121	0.6114	29	29	0.8934	1
14	14	0.8763	0.1223	30	30	0.8902	0.977
15	15	0.9159	0.4504	31	31	0.8991	0.0567
16	16	0.8658	0.4913				

От получените резултати може да се направи извод, че степента на подобие зависи от първоначалното зареждане на преместващият регистър.

За прилагането на случайните сигналите от предложените в тази глава генератори в реални радиолокационни устройства е необходимо да бъде разработен хардуерен генератор. Реализацията на този генератор е представена в Глава 4 на дисертационния труд.

2.4 Изводи

1. От описаните по-горе генератори на псевдослучайни последователности най-удачни се явяват първите две конструкции. Първата от тях не изисква външни елементи и може да се конструира със стандартни CMOS или TTL интегрални схеми. Втората конструкция изисква външен елемент памет или реализация на алгоритъма на Valley. За използване на числата на Фарей е необходимо да се разработи специален алгоритъм. При натурните експерименти е възприет подхода за записване на външната числова поредица във енергонезависима памет, като по този начин се избягват сложни изчислителни алгоритми.

2. Резултатите от проведените симулационни експерименти дават основание да се твърди, че разработените генератори имат добри автокорелационни свойства, което ги прави подходящи за сондиращи сигнали в шумови радиолокатори.

3. Използваният подход, комбиниращ идеите на Макларън-Мерсалья и Клапер-Горецки позволява да се ползват и други външни последователности. При това се постигнат добри статистически показатели на изходните последователности.

4. За да се даде реална и окончателна оценка за качествата на новите генератори на псевдослучайни последователности и да се направи заключение за ефективността на тяхната конструкция, бяха изработени образци-прототипи, които бяха подложени на изследване. Изпитанията и получените резултати ще бъдат представени в Глава 4.

ГЛАВА ТРЕТА: ПРИЛОЖЕНИЕ НА МЕТОДИТЕ ЗА ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПОВЪРХНИНИ КЪМ АНАЛИЗ НА ФУНКЦИЯ НА НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ И РЕШАВАНЕ НА РАДИОЛОКАЦИОННИ ЗАДАЧИ

3.1. Въведение

Основни задачи на радиолокацията са откриването и идентифицирането на обекти. Както е известно [6, 10, 21], решаването на тези задачи е свързано с анализа и обработката на приетия радиолокационен сигнал и с определянето на характеристики или параметри на модела на целта по експериментални данни. Получаването и натрупването на информация се усложнява в зависимост от разсейващите свойства на обектите, както и от допълнителни външни фактори, изменящи се в големи граници (условия на наблюдение, географски координати, средства за смущаване и др.).

Както беше отбелязано в Глава 1 се използват метода за обработка на приетия отразен сигнал чрез съгласуваната филтрация (корелационен прием) осъществява оптимална линейна обработка на радиолокационния сигнал [1, 12, 23, 24, 27]. Известно е, че функцията на неопределеност представлява стохастична повърхнина.

В този смисъл нейната повърхнина представлява резултат на разпределението на енергията на приетия случаен сигнал във време-честотната равнина, който трябва по подходящ начин да се обработи и на база получените оценки да се вземе решение за наличие/отсъствие на цел и определяне параметрите и. Този подход на разглеждане на функцията на неопределеност налага дефиниране на параметри на повърхнината която тя описва, чрез които да може да се направи оценка.

Функция на неопределеност на радиолокационен сигнал, зададена с уравнение (1.9), представлява описание на случайно поле [28, 64, 70]. Повърхнината, образувана от излъчвания сондиращ сигнал може да се разглежда като еталонна. Получената в следствие на отражение на сигнала от обекти реплика има отклонения от формата на оригинала, както и наличие на допълнителни вълнообразности и пикове (неравности). Повърхнината на функцията на неопределеност на приетия сондиращ сигнал силно зависи от външни фактори изменящи се в различни граници (условия на наблюдение, климатични фактори, средства за заглушаване и др.).

При пресичането на стохастичното поле с равнинна повърхнина, която заема спрямо него предварително зададени положения, се получава еталонен профил (сечение). В зависимост от използвания сондиращ сигнал получения профил, на приетия сигнал може да бъде периодичен или аperiodичен (случаен).

За да се направи оценка на повърхнината на функцията на неопределеност се въвеждат параметри на профилите, които в последствие да се използват за идентификация на обектите под обзор.

3.2. Параметри на неравност на повърхнината

При въвеждане на параметри на срезове на функцията на неопределеност е необходимо да се даде интерпретация на всеки от параметрите, тъй като не могат да се приложат директно тълкуванията им, използвани в други области на науката.

3.2.1 Амплитудни параметри

Амплитудните параметри са най-важните параметри, характеризиращи топографията на повърхността. Използват се за измерване на вертикалните характеристики и отклонения на повърхнината.

Отклоненията във вертикалната равнина на функцията на неопределеност се интерпретират като наличие на обекти в зоната на обзор. При липса на цели, формата на повърхнината на функцията ще е близка до еталонната, като са възможни смущения от работните атмосферни условия.

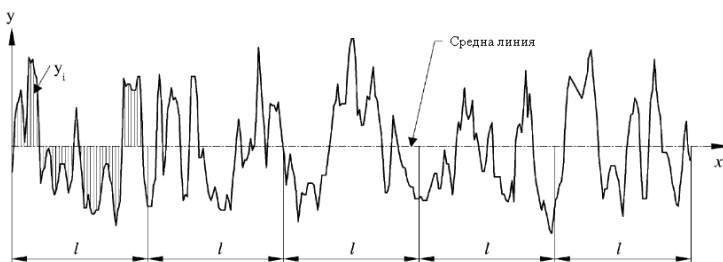
Промяната на параметрите е възможно да се ползва и като индикатор за наличие на други РЛС или откриване на РЕП средства на противника.

3.2.2 Аритметична средна височина R_a

Параметърът аритметична средна височина е познат като средна централна линия. Дефинира се като средното абсолютно отклонение на неравността от средната линия на цялата извадкова дължина. Параметърът дава добро общо описание на промяната на височините (релефа). Математическата му дефиниция е следната:

$$R_a = \frac{1}{l} \cdot \int_0^l |y(x)| \cdot dx \quad (3.1)$$

$$R_a = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n |y_i| \quad (3.2)$$



Фигура 3.1 Аритметична средна височина

При липса на наблюдавани обекти флуктоациите на R_a ще са малки, породени предимно от условията на работната среда. Този параметър може да се използва като индикатор за наличие на цел в зоната на обзор.

3.2.3 Средноквадратична грапавина R_q

Този параметър е познат като RMS (root-mean-square, средноквадратична стойност). Той представлява стандартното отклонение на разпределението на върховете на повърхнината. Той е по-чувствителен от аритметичната средна височина при големи отклонения от средната линия. Математически се дефинира по следния начин :

$$R_q = \sqrt[2]{\frac{1}{l} \cdot \int_0^l \{y(x)\}^2 \cdot dx} \quad (3.3)$$

$$R_q = \sqrt[2]{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n y_i^2} \quad (3.4)$$

Сложните цели, както и тези, имащи специални средства, усложняващи откриването им променят в малка степен функцията на наопределеност. В такъв случай промяната на R_a ще бъде малка, но промяната на R_q ще покаже наличие на обект.

Възможно е да бъдат дефинирани параметри като:

- Максимална височина на пиковете,
- Максимална дълбочина на падините,
- Средна височина на пиковете,
- Средна дълбочина на падините,
- Максимална височина на профила.

На всеки един от тях може да се даде съответна интерпретация, като големият брой параметри позволява да се увеличи информацията при вземане идентификацията и разпознаването на радиолокационния обект под обзор.

3.1.2 Коефициент на плътност на профила (к)

Коефициента на плътност на профила (к) се дефинира като отношение между максималната дълбочина на падините и максималната височина на профила:

$$k = \frac{R_v}{R_{\max}} \quad (3.5)$$

Коефициента на плътност може да се интерпретира като степен на оражение на блестящите точки на целта.

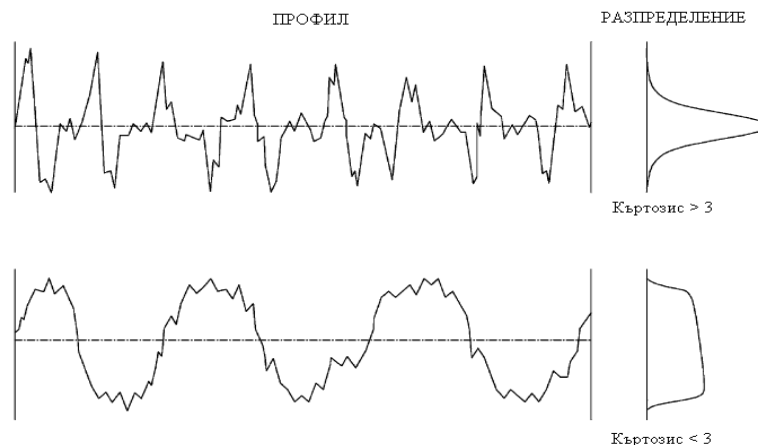
3.2.4 Наклоненост (kurtosis) R_{ku}

Коефициентът на къртозис е четвъртия централен момент на вероятностната функция на разпределение на плътността на амплитудите на профила, измерван върху дадена дължина. Формулите за изчисляване на къртозиса на профил с N точки са:

$$R_{ku} = \frac{1}{R_q^4} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} y^4 \cdot p(y) \cdot dy \quad (3.8)$$

$$R_{ku} = \frac{1}{N \cdot R_q^4} \cdot \left(\sum_{i=1}^N Y_i^4 \right) \quad (3.9)$$

където R_q е RMS параметър на грапавостта и Y_i е височината на профила в точка i .



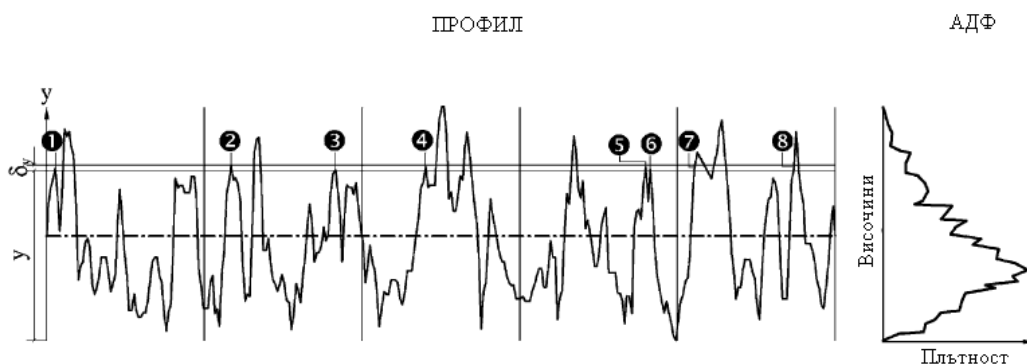
Фигура 3.3 Наклоненост на сечение

Наклонеността и несиметрията могат да се интерпретират като разположение и групиране на блестящите точки на обекта.

3.2.5 Амплитудна плътностна функция (ADF)

Терминът амплитудна плътност ADF представя хистограмно разпределение на височините на профила. То може да бъде намерено чрез изчертаване на плътността на върховете на профила по хоризонталната ос. За случайна повърхнина ADF ще има Гаусово разпределение на повърхностните височини, дадено чрез следното уравнение:

$$ADF(y) = \sqrt{2\pi \cdot R_q^2} \cdot \exp\left(\frac{-y^2}{2 \cdot R_q^2}\right) \quad (3.10)$$



Фигура 3.4 Амплитудна плътностна функция на сечение

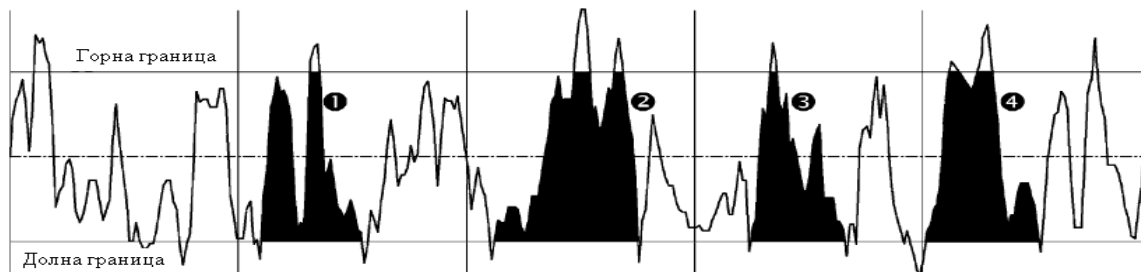
Амплитудната плътностна функция се интерпретира като плътност на пикове в сечението на функцията на неопределеност и е показател за разположението на блестящи точки или смущаващи въздействия.

3.2.6 Параметри на разположението (пространствени параметри)

Пространствените параметри са тези, чиито стойности характеризират хоризонталните отклонения на повърхността. Те характеризират текстурата на повърхнината както и нейното бързо класифициране.

3.2.7 Пиково число P_c

Дефинира се като броя локални пикове, които стърчат през избран диапазон, намиращ се симетрично разположен спрямо средната линия. Определя се само за затворени площи от профила. Това е показано на фигура 3.6



Фигура 3.6 Пиково число на сечение

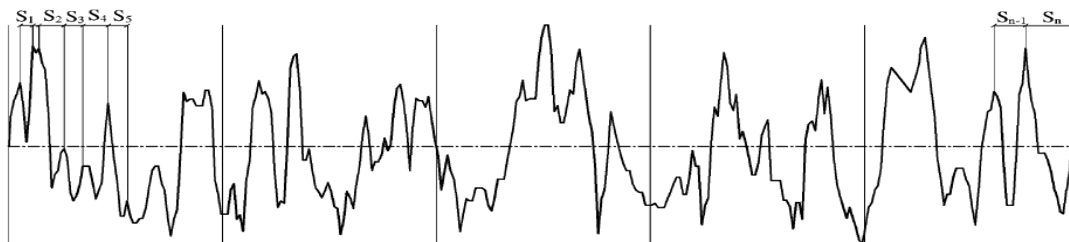
Параметъра показва групировка на блестящи точки и може да служи за идентификация на вида на обекта при априорна информация за разпределение на блестящите точки при конкретен обект.

3.2.8 Средно разстояние от локален пик S

Този параметър се дефинира като средното разстояние на близкостоящите съседни пикове на профила по продължение на разглежданата линия. Локален пик се дефинира като най-високата част от измервания профил между два съседни минимума и се измерва само ако вертикалното разстояние между съседните пикове е по-голямо или равно на 10% от максималната височина на профила. Този параметър може да бъде пресметнат по следното уравнение:

$$S = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^n S_i \quad (3.15)$$

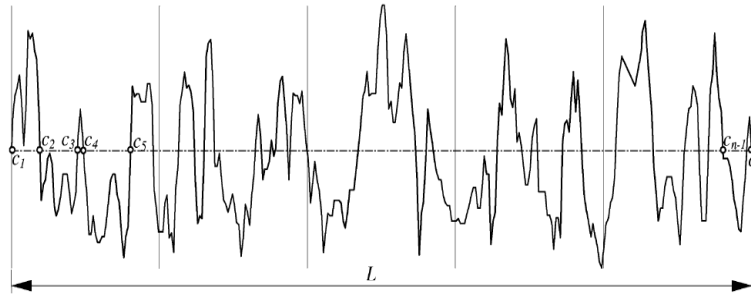
където N е броя на локалните пикове по продължение на профила.



Фигура 3.7 Средно разстояние от локален пик

При сложни обекти този параметър показва как са разположени малките блестящи точки спрямо главния център на отражение.

3.2.9 Брой пресичания на профила на средната линия $n(0)$



Фигура 3.8 Брой пресичания на средната линия на сечение

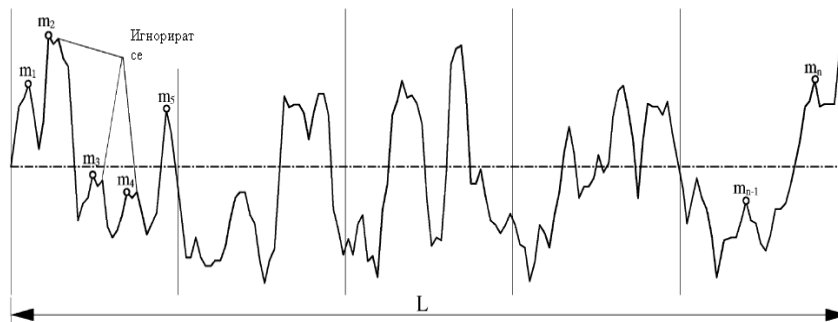
Параметърът показва разположение на отразяващи центрове спрямо средната линия.

3.2.10 Брой пикове в сечение m

Параметърът изчислява броя на пиковете на сечение за единица дължина. Пиковете се броят само ако разстоянието между текущият пик и следващият е по-голямо от 10% от максималната височина на сечението. Използва се израза:

$$m = \frac{1}{L} \cdot \sum_{i=1}^n m_i \quad (3.17)$$

където L е дължината на сечението.



Фигура 3.9 Брой пикове в сечение

Параметърът показва градация по интензивност на блестящите точки.

3.2.11 Хибридни параметри

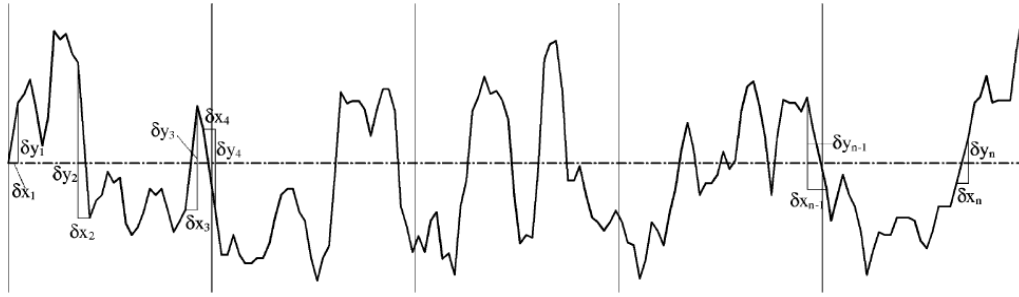
Хибридните параметри са комбинация от амплитудни и пространствени. Всякакви промени, настъпващи в амплитудните и пространствените параметри могат да имат отражение върху хибридните.

Наклон на средната линия на сечението (γ)

Този параметър представя наклона на сечение при средната линия. Той може да бъде изчислен чрез пресмятане на отделните наклони на сечението при всяко пресичане със средната линия, след което да се изчисли средната стойност.

$$\gamma = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} \tan^{-1} \left(\frac{\delta y_i}{\delta x_i} \right) \quad (3.21)$$

където n е общия брой на пресичането на сечението със средната линия.



Фигура 3.11 Наклон на средната линия

Възможно е да бъдат дефинирани и други параметри на профилите на функцията на неопределеност необходими за по-добро описание на нейните форми.

3.3.1. Спектрални моменти, изразени чрез спектралната плътност на повърхнината

Разглежда се стохастична повърхнина. Височините измервани при зададено произволно направление I в хоризонталната равнина, отбелязани като $Z(I)$ определят профила на грапавост на повърхността. Такъв профил може да се разглежда като стационарна случайна извадка със автокорелационна функция:

$$R_{zz}(l) = E\{Z(I) \cdot Z(I-l)\} \quad (3.26)$$

и спектрална плътност на мощността:

$$S_{zz}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_{zz}(l) \cdot e^{-j \cdot l \cdot \omega} \cdot dl \quad (3.27)$$

Повърхностните височини $Z(I_1, I_2)$ измервани по продължение на две посоки I_1 и I_2 в хоризонталната равнина представляват случайна стационарна функция на две променливи (стохастично поле). Двумерната функция на автокорелация е:

$$R_{zz}(l_1, l_2) = E\{Z(I_1, I_2) \cdot Z(I_1-l_1, I_2-l_2)\} \quad (3.28)$$

и двумерната спектрална плътност на мощността е:

$$S_{zz}(\omega_1, \omega_2) = \frac{1}{4\pi^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_{zz}(l_1, l_2) \cdot e^{-j \cdot (l_1 \cdot \omega_1 + l_2 \cdot \omega_2)} \cdot dl_1 \cdot dl_2 \quad (3.29)$$

където $E\{\}$ е оператор на математическо очакване, l – лаг, ω – ъглова честота.

Всички важни характеристики на стационарно случайно поле могат да бъдат описани чрез техните спектрални моменти [57, 65, 72], дефинирани като:

$$m_r = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^r \cdot S_{zz}(\omega) \cdot d\omega \quad (3.30)$$

$$m_{pq} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega_1^p \cdot \omega_2^q \cdot S_{zz}(\omega_1, \omega_2) \cdot d\omega_1 \cdot d\omega_2 \quad (3.31)$$

Тъй като автокорелационната функция и спектралната плътност на мощността са Фуриерова двойка [53, 66, 72], за едномерен профил:

$$R_{zz}(l) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{zz}(\omega) \cdot e^{j \cdot l \cdot \omega} \cdot d\omega \quad (3.32)$$

и за случайното поле:

$$R_{zz}(l_1, l_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_{zz}(\omega_1, \omega_2) e^{j \cdot (l_1 \cdot \omega_1 + l_2 \cdot \omega_2)} \cdot d\omega_1 \cdot d\omega_2 \quad (3.33)$$

След диференциране на уравнения (3.32) и (3.33) по съответните лагове за четните експоненти следва:

$$m_r = (-1)^{\frac{r}{2}} \cdot \left. \frac{d^r R_{zz}(l)}{dl^r} \right|_{l=0} \quad (3.34)$$

$$m_{pq} = (-1)^r \cdot \left. \frac{d^r R_{zz}(l_1, l_2)}{dl_1^p \cdot dl_2^q} \right|_{l_1=l_2=0} \quad (3.35)$$

където $r = p+q$ и от (3.34) и (3.35) следва, че $m_0=R_{zz}(0)$, което е вариацията на височините на повърхнината, равна на площта под кривата на спектралната плътност на мощността.

Доказва се, че моментите на спектралната плътност на мощността на профилите, измерени по посока сключваща ъгъл θ с абсисата I_1 , са свързани с моментите на спектралната плътност на мощността на повърхнината със следното уравнение [82]:

$$m_r(\theta) = m_{r,0} \cdot \cos^r(\theta) + \binom{r}{1} m_{r-1,1} \cdot \cos^{r-1}(\theta) \cdot \sin(\theta) + m_{1,r-1} \cdot \sin^{r-1}(\theta) + m_{0,r} \cdot \sin^r(\theta) \quad (3.36)$$

Тогава от едномерните моментите от втори ред $m_2(\theta_1)$, $m_2(\theta_2)$, $m_2(\theta_3)$ могат да се намерят двумерни моментите от втори ред на спектъра на повърхнината m_{20} , m_{11} , m_{02} . За целта се решават едновременно уравненията:

$$\begin{bmatrix} m_{21} \\ m_{11} \\ m_{02} \end{bmatrix} = T_2^{-1} \cdot \begin{bmatrix} m_2(\theta_1) \\ m_2(\theta_2) \\ m_2(\theta_3) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

където:

$$T_2 = \begin{bmatrix} \cos^2(\theta_1) & 2 \cdot \sin(\theta_1) \cdot \cos(\theta_1) & \sin^2(\theta_1) \\ \cos^2(\theta_2) & 2 \cdot \sin(\theta_2) \cdot \cos(\theta_2) & \sin^2(\theta_2) \\ \cos^2(\theta_3) & 2 \cdot \sin(\theta_3) \cdot \cos(\theta_3) & \sin^2(\theta_3) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Двата момента m_{20} и m_{02} представляват вариацията на профилните градиенти при 0° и 90° спрямо I_1 , а момента m_{11} е коефициент на корелация между тези градиенти. В случай на изотропна повърхнина $m_2(\theta)$ не зависи от θ и следната връзка може да служи за критерий за изотропност на повърхнината:

$$m_{00}=m_0; \quad (3.44)$$

$$m_{20}=m_{02}=m_2; \quad (3.45)$$

$$m_{11}=0 \quad (3.46)$$

3.4 Характеристики на анизотропните повърхнини. Инварианти и тяхната интерпретация

Функцията на неопределеност на радиолокационния сондиращ сигнал се представя като анизотропна повърхнина. Статистическите характеристики на такива повърхнини могат да се разделят на два класа:

- Инварианти на спектъра на повърхнината;
- Статистически характеристики на повърхнината.

Инвариантите на спектъра на повърхнината определят нейните общи геометрични характеристики. Използват се следните инварианти, които сами по себе си са характеристики на случайното поле:

3.4.1 Инварианти от нулев ред

Инвариантът от нулев ред е един – $M_0=m_{00}$. Представява дисперсията на височините на повърхнината и характеризира нивото на неравномерност в различните точки.

3.4.2 Инварианти от втори ред

Инвариантите от втори ред са:

- Дисперсия на двумерен ъглов коефициент на повърхнината M_2

$$M_2 = E \left\{ \left[\frac{dX(t_1, t_2)}{dt_1} \right]^2 + \left[\frac{dX(t_1, t_2)}{dt_2} \right]^2 \right\} = m_{20} + m_{02} \quad (3.47)$$

- Детерминанта на ковариационната матрица на градиентите Δ_2

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} m_{20} & m_{11} \\ m_{11} & m_{02} \end{vmatrix} = m_{20} \cdot m_{02} - m_{11}^2 = m_{2\max} - m_{2\min} \quad (3.48)$$

Вторият инвариант M_2 характеризира степента на заостреност на хребетите на неравна повърхнина.

Инварианта Δ_2 характеризира степента на удълженост по протежение на хребетите.

За изотропна повърхнина са изпълнени равенствата:

$$m_{20}=m_{02}=m_{2\max}=m_{2\min} \quad (3.49)$$

3.4.3 Инварианти от четвърти ред

Съществуват четири инварианта от четвърти ред – M_4 , H , G , Δ_4 .

$$M_4 = E \left\{ \left[\frac{d^2 X(t_1, t_2)}{dt_1^2} + \frac{d^2 X(t_1, t_2)}{dt_2^2} \right]^2 \right\} = m_{40} + 2 \cdot m_{22} + m_{04} \quad (3.50)$$

$$H = \frac{1}{3} \cdot E \left\{ \left[\frac{d^2 X(t_1, t_2)}{dt_1^2} \cdot \frac{d^2 X(t_1, t_2)}{dt_2^2} \right]^2 - \left[\frac{d^2 X(t_1, t_2)}{dt_1 dt_2} \right]^2 \right\} = \frac{1}{3} \cdot (m_{40} \cdot m_{04} - 4 \cdot m_{31} \cdot m_{13} + 3 \cdot m_{22}^2) \quad (3.51)$$

$$G = \det \begin{Bmatrix} m_{40} + m_{22} & m_{31} + m_{13} \\ m_{31} + m_{13} & m_{04} + m_{22} \end{Bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\Delta_4 = \det \begin{Bmatrix} m_{40} & m_{31} & m_{22} \\ m_{31} & m_{22} & m_{13} \\ m_{22} & m_{13} & m_{04} \end{Bmatrix} \quad (3.53)$$

Инвариантите M_4 и H са съответно дисперсията на средната и пълната кривина на повърхнината. Стойностите на тези параметри се разглеждат като показатели на остротата на хребетите.

Изразите за G и Δ_4 имат подобенна форма. G характеризира свойството протяжност на повърхнината в дадено направление. Използвайки спектрални инварианти е възможно да се определи вида на радиолокационния сигнал, както и да се търси подобен.

3.5. Оценка на спектралните моменти посредством временни авторегресионни модели и редове

В литературата [49-54, 61, 68, 69, 77, 116] е предложен метод, позволяващ получаването на оптимални оценки на спектралните плътности. Методът е основан на предварително прилагане на метода на най-малките квадрати с цел построяване на математически модели. Стойностите на параметрите на моделите, получени по метода на най-малките квадрати притежават свойството оптималност.

Една стационарна случайна функция, каквато е профила на повърхнина на неопределеност, може с произволна степен на точност да се представи като решение на диференциалното уравнение:

$$\frac{d^n X(l)}{dl^n} + \alpha_{n-1} \cdot \frac{d^{n-1} X(l)}{dl^{n-1}} + \dots + \alpha_1 \cdot \frac{dX(l)}{dl} + \alpha_0 X(l) = \beta_m \cdot \frac{d^m Z(l)}{dl^m} + \dots + \beta_1 \cdot \frac{dZ(l)}{dl} + Z(l) \quad (3.54)$$

където:

$$\begin{aligned} m &\leq n-1 \\ E\{Z(l)\} &= 0 \\ E\{Z(l) \cdot Z(l-u)\} &= \delta(u) \cdot s^2_2 \end{aligned}$$

$X(l)$ - височина на профил;

$Z(l)$ - случаен процес със свойства на бял шум (притежаващ нормално разпределение);

$\delta(u)$ - делта функция;

$\alpha_0, \alpha_1, \alpha_{n-1}$ – коефициенти на авторегресия;

$\beta_0, \beta_1, \beta_{m-1}$ – коефициенти на пълзящо средно.

Модела (3.54) е известен в литературата по статистика и случайни функции, като модел на авторегресия и пълзящо средно. Означаван е като ARMA(n,m). Частния случай при $m=0$ се означава като AR(n). Общият ARMA(n,m) модел и процедурите по неговото прилагане може да се приложи към профилите на функцията на неопределеност.

Състоятелни спектрални оценки могат да бъдат получени, ако с данните за $Z(X)$ се проведе параметрична идентификация по метода на най-малките квадрати, на едно линейно стохастично диференциално уравнение от четвърти ред [116]. Това уравнение е от вида:

$$\frac{d^4 Z}{dX^4} + a_3 \cdot \frac{d^3 Z}{dX^3} + a_2 \cdot \frac{d^2 Z}{dX^2} + a_1 \cdot \frac{dZ}{dX} + a_0 \cdot Z = U(X) \quad (3.58)$$

където: $U(X)$ е некорелирана със $Z(X)$ случайна функция, подчиняваща се на нормалния закон на разпределение, като двете функции $U(X)$ и $Z(X)$ имат нулеви средни стойности и известни дисперсии:

$$E[Z(X)] = 0, E[U(X)] = 0, E[U^2(X)] = \sigma^2_u.$$

Диференциалното уравнение се преобразува в следния вид:

$$m_4 - j \cdot a_3 \cdot m_3 - a_2 \cdot m_2 + j \cdot a_1 \cdot m_1 + a_0 \cdot m_0 = 0 \quad (3.62)$$

Тъй като случайната функция $Z(X)$ е реална, уравнение (3.62) се редуцира до:

$$m_4 - a_2 \cdot m_2 + a_0 \cdot m_0 = 0 \quad (3.63)$$

Съгласно резултатите приведени в [57, 82, 83, 100] формулите за m_2 и m_4 са:

$$m_2 = m_0 \cdot \frac{a_0 \cdot a_3}{a_2 \cdot a_3 - a_1} \quad (3.64)$$

$$m_4 = m_2 \cdot \frac{a_3}{a_1} \quad (3.65)$$

където m_0 е оценка на емпиричната дисперсия от измервания на $Z(X)$.

Тези зависимости дават възможност да не се прибегва до трансформация на Фурие когато се изследва релеф на повърхнина, като вместо него може да приложи изчислителен алгоритъм за идентификация на стохастично диференциално уравнение, което дава самостоятелни оценки на спектралните моменти, необходими, за да се определят статистическите геометрични свойства на разглежданата повърхнина.

Резултатите от прилагането на посоченият математически апарат върху функцията на неопределеност са представени в Глава 4 на дисертационния труд.

3.6. Изводи към Трета глава

1. Временните редове могат да се използват при идентификация на радиолокационни цели.
2. За решаване на радиолокационни задачи, на основата на теорията на временните редове е възможно да се разработи методика за описание на функцията на неопределеност чрез срезове (профили).
3. За оценяване на повърхнина на функцията на неопределеност на радиолокационен сигнал може да се използват времеви редове, като при това се получават състоятелни оценки.
4. Възможно е да се дефинират параметри, чрез които се описват характерни особености на функцията на неопределеност.

ГЛАВА ЧЕТВЪРТА: ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

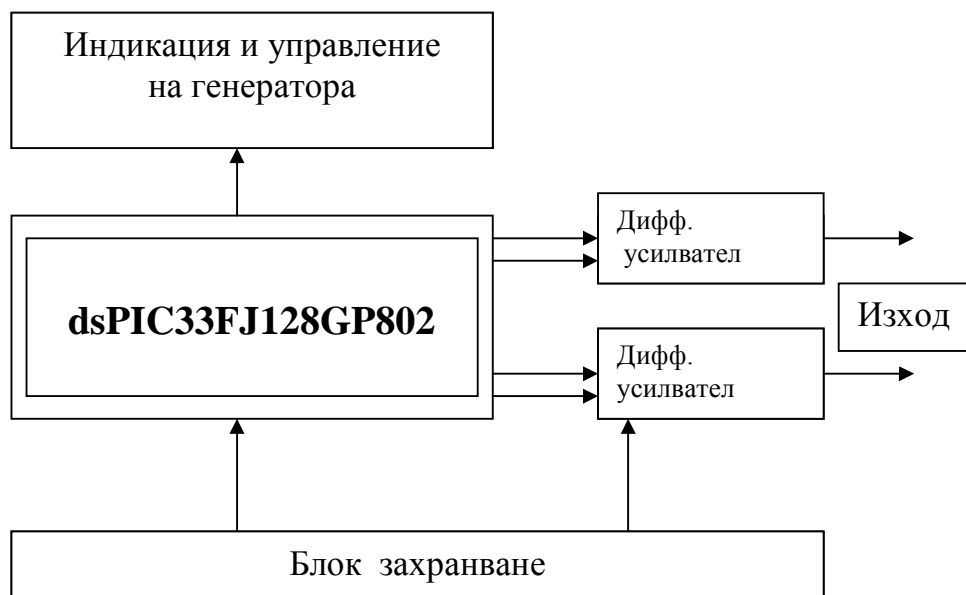
Използвани са два типа данни от наблюдения. Първият тип са получени от експериментален модел на радиолокатор използващ псевдошумови сигнали а втория от класически радиолокатор снабден със система за въвеждане на данни в персонален компютър.

Информацията за наблюденията на псевдошумов радар са регистрирани автоматично, чрез файлово записване на всеки отделен опит с персонален компютър снабден със система за сбор на данни. Използваната система за регистриране и записване на данни е производство на National Instruments, модел NI-DAQ USB-6009. Интервала на дискретизация на системата е съобразен с честотата на Найкуист [1, 27, 105].

4.3.1 Генератор на псевдослучайни сигнали

От литературата [1, 58, 70, 96] е известно, че модулиран сигнал притежава свойствата на сигнала с който е манипулиран. В Глава 2 на настоящата дисертация са представени няколко генератора на псевдослучайни последователности. Получените от тях битови поредици се използват за модулация на синусоидален носещ сигнал. Използвайки модерен и авангарден метод за генериране на сигнали, какъвто е директният цифров синтез. При това може да се генерира сигнал модулиран чрез псевдослучайна последователност с висока стабилност и прецизност.

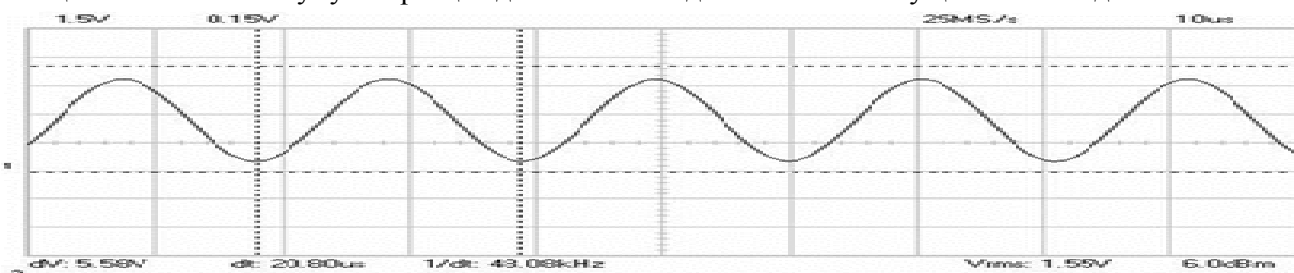
За реализация на генератора на псевдослучайни сигнали е избран микроконтролер на фирмата Microchip – dsPIC33FJ128GP802 [89]. Наличието на голям обем от памет, както и интерфейси за комуникация с външни блокове енергонезависима памет позволява да се записва голям обем от генерирана вече в MATLAB псевдослучайни последователности в контролера, като той самият само управлява процеса на синтез на сигнала и модулация. Блоквата схема на генератора е показана на фигура 4.1



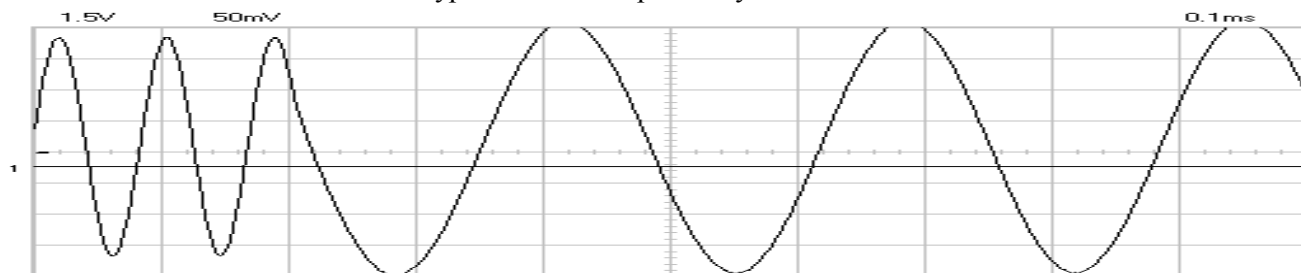
Фигура 4.1 Блок схема на псевдошумов генератор

Хардуерната реализация използва директен табличен цифров синтез, като синусоидалният носещ сигнал се генерира със 64 точкова синусоида. Генератора позволява фазова и честотна модулация. Наличието на интегриран в микроконтролера двуканален ЦАП позволява синтез на сигнали в квадратура.

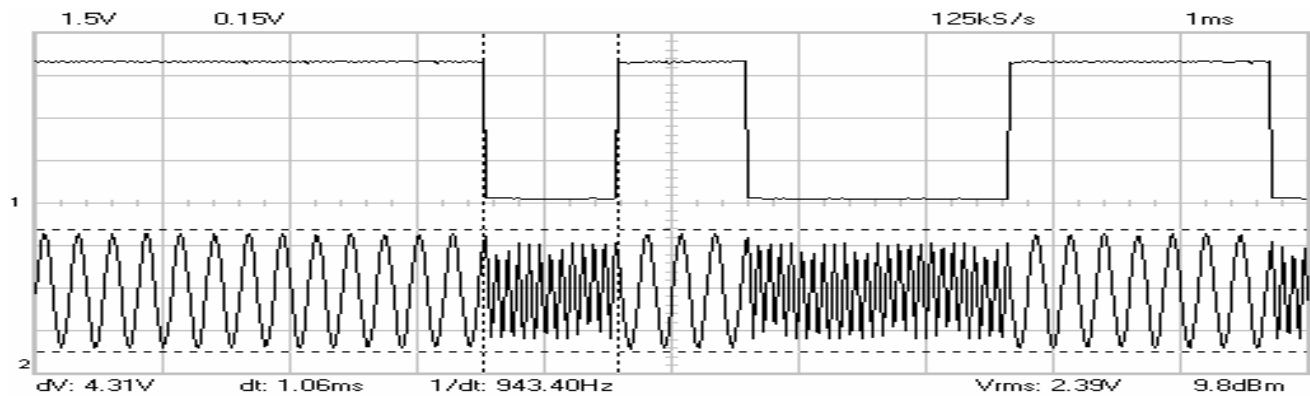
На фигури 4.2 – 4.5 са показани изходни последователности от конструираният генератор. Сигналите са заснети с цифров записващ осцилоскоп Velleman PCS500. Захранването на генератора е осъществено от 12V акумулатор с цел да се избягнат допълнителни смущения в изходния сигнал.



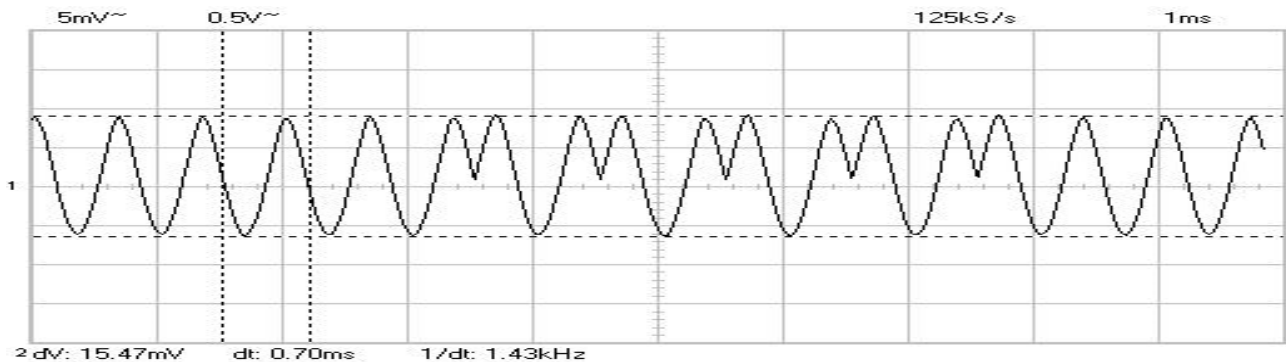
Фигура 4.2 Синтезиран синусоидален сигнал



Фигура 4.3 Непрекъснатост на сигнала при честотна модулация



Фигура 4.4 Модуляция с псевдослучайна последователност

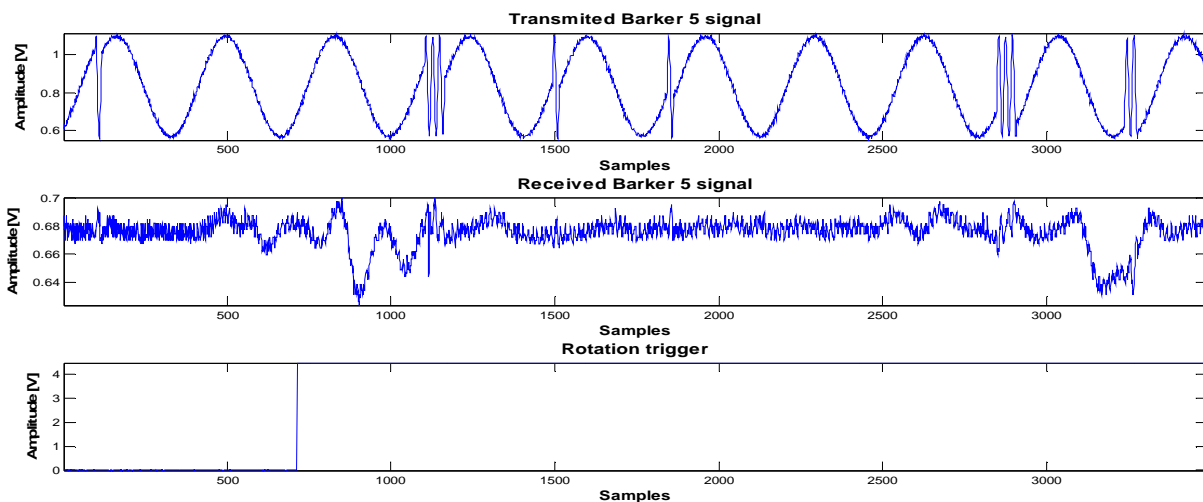


Фигура 4.5 Фазова модулация с псевдослучаен сигнал

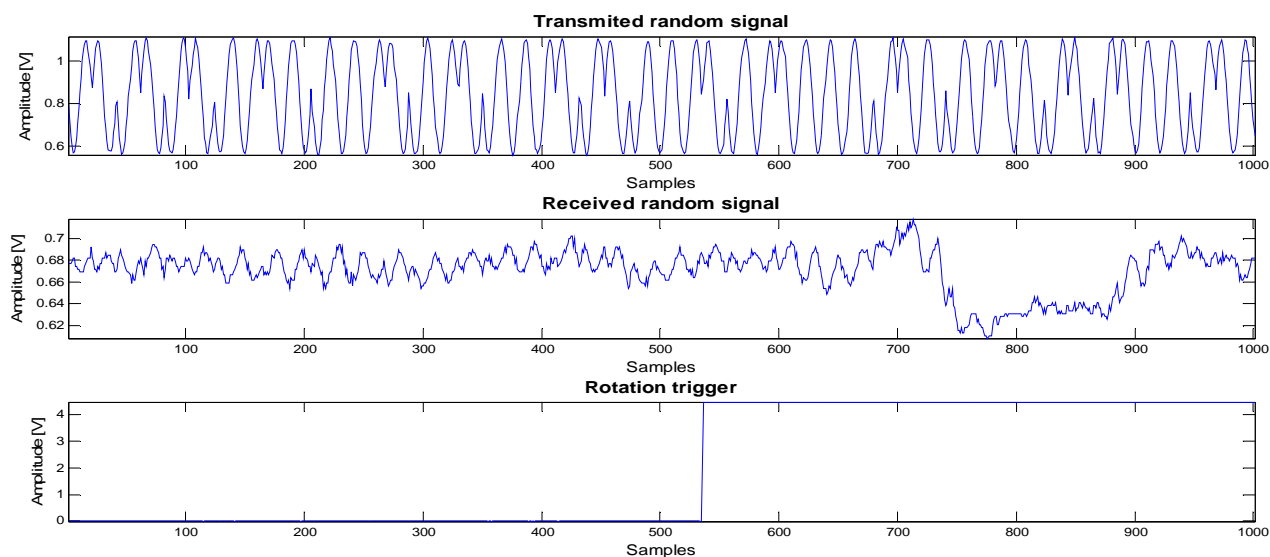
4.3.2 Радиолокатор

Направена е модификация на фабричен Доплеров радар скоростомер „РС-02“. СВЧ трептенията се генерират от Гън-генератор. Разделянето на излъчваният сигнал се осъществява с феритен циркулатор. Отразеният с Доплерово отместване от целта сигнал се приема от антената и през циркулатора постъпва в детектор, където се смесва със сигнал от Гън-генератора. Амплитуден детектор отделя доплеровата съставяща и я подава за усилване и обработка. Антената е рупорна за 10GHz. Сигнала от амплитудният детектор се подава към измервателна система на National Instruments –USB 6009 , която е свързана с персонален компютър. Вида на излъчвания сигнал се определя от външен псевдошумов програмируем генератор с възможности за избор на типа на шумоподобния сигнал.

На фигури 4.6 и 4.7 са представени времеви диаграми на сигнали записани при работата на експерименталния модел. За сондиращ сигнал се използва честотно и фазово модулиран синусоидален носещ сигнал. Представени са времедиаграми при закона за модулация код на Баркер 5 и псевдослучаен сигнал.



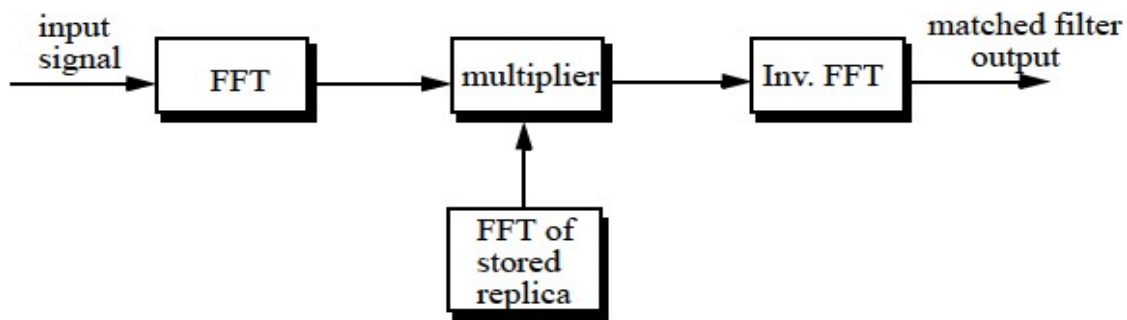
Фигура 4.6 Времедиаграми на честотно модулиран сигнал



Фигура 4.7 Времедиаграми при фазово модулиран сигнал

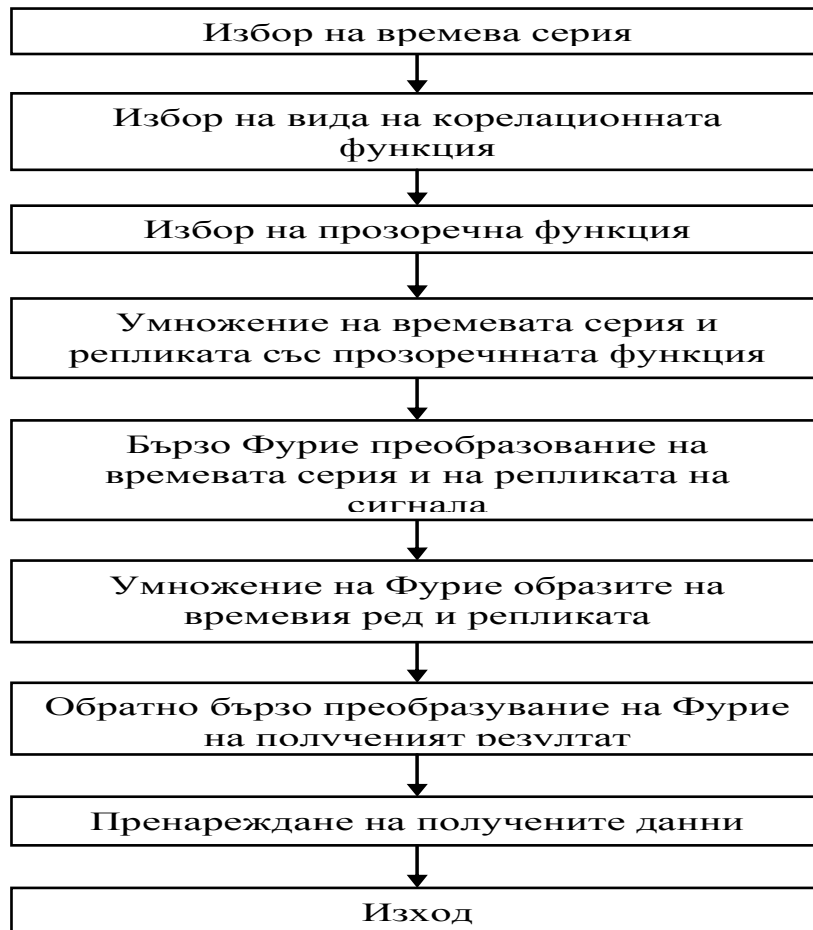
4.1 Методика за изследване на функцията на неопределеност

Функцията на неопределеност представлява обобщено понятие за комплексна корелационна функция в случай на две транслации – по време и по честота [3, 15, 20, 28, 72, 78, 79, 117]. За получаване на изхода на съгласуван филтър се използва Фурие трансформация за да може да се ускори изчислението на конволюцията. Блоквата схема на процеса е представена на фигура 4.9.



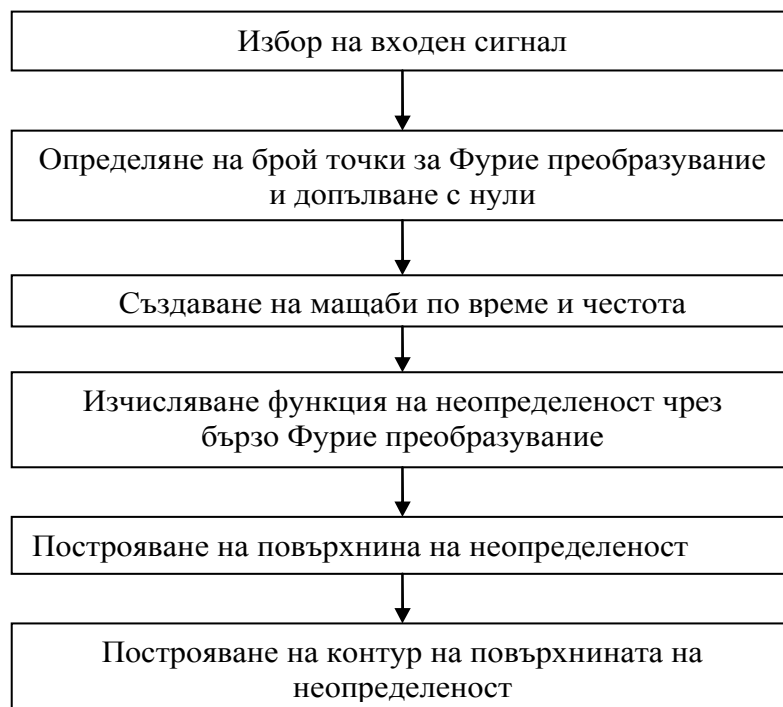
Фигура 4.9. Изчисляване на съгласуван филтър чрез FFT

Алгоритъма за пресмятане на функцията на неопределеност е представен на фигура 4.10.



Фигура 4.10 Алгоритъм за изчисляване на изход на съгласуван филтър чрез FFT

Алгоритъма позволява да се пресмята изхода на корелатор за авто и взаимна корелационна функция в зависимост от избора на входният сигнал. Репликата на сигнала е копие на излъченият сигнал.

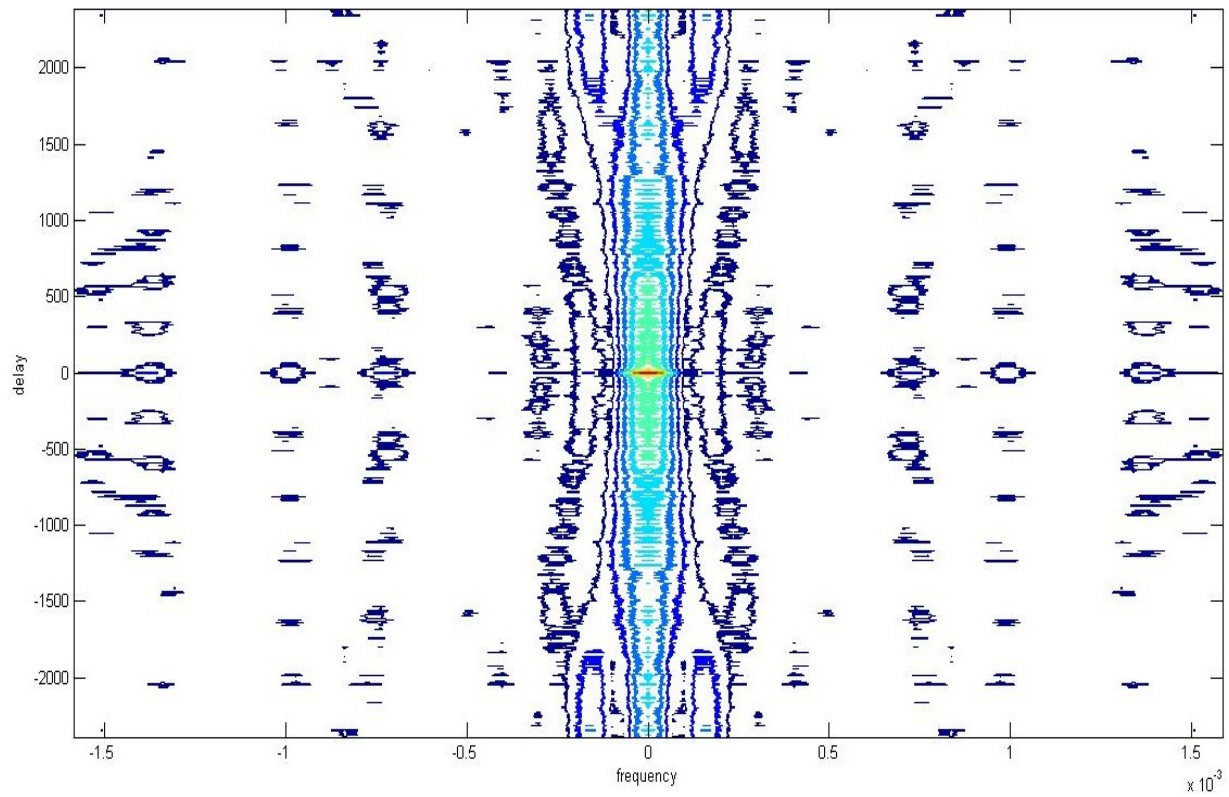


Фигура 4.11 Алгоритъм за построяване на функция на неопределеност чрез FFT

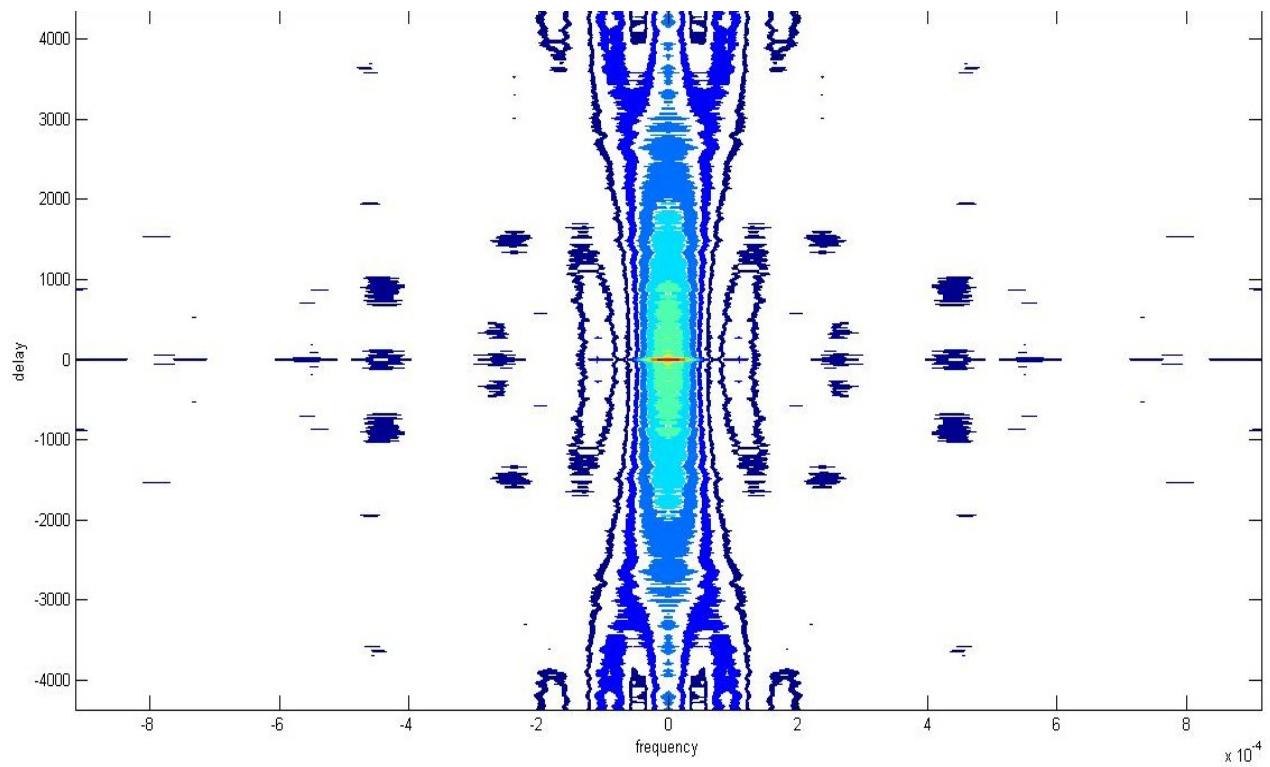
4.5 Експериментални резултати от псевдошумов радиолокатор.

На фигури 4.12 и 4.13 са показани контурните изображения на функцията на неопределеност, получена на изхода на съгласуван филтър при сканиране на два въртящи се обекта при използването на псевдошумов сигнал от радиолокатор. Използваният шумоподобен сигнал е от псевдошумов генератор на основа числото пи. Изследвани са два обекта – метален цилиндър с размери: диаметър 70 mm и височина 170 mm изработен от алуминий и стиропорен куб с дължина на страната 220 mm. Две от срещуположните стени на куба са облицовани с алуминиево фолио с цел увеличаване на ефективната отразяваща повърхнина. Контурните плотове са направени от функции на неопределеност, като на сигнала на изхода на корелатора не е правена децимация. Разстоянието от рупорната антена до обекта на изследване е 700 милиметра и е константно за всички експерименти. Известно е, че отражението и ефективната отразяваща повърхнина на малки обекти не може да даде цялостна представа за обекта [98]. Пълната информация може да се получи само при определяне на компонентите на полето на отражение. Отражателните свойства се описват чрез матрици на отражението на Jones и Sinclair [25, 109].

Функцията на неопределеност съдържа всичката възможна информация за радиолокационната цел, тя може да се използва освен за идентификация и за класификация на обектите под обзор.



Фигура 4.12. Контур на метален цилиндричен обект



Фигура 4.13. Контур на сложен многоъгълен обект

От фигури 4.12 и 4.13 се вижда, че при контурното изображение на метален цилиндричен обект има повече неравномерности във повърхнината на функцията на неопределеност спрямо повърхнината на многоъгълният обект. Неравномерностите при сложния обект са по-малко на брой но с по-големи височини, докато при цилиндричният обект са повече на брой но с по-малки амплитуди. Формирани са два протяжни и тесни симетрични листа спрямо ос $f=0$ на фиг. 4.13. Листите при сложният обект са по-тесни и с по-голяма ширина.

От тези наблюдения на контурните фигури на двата обекта могат да се направят следните изводи:

– Цилиндричният обект има поведение на точкова цел. Отразеният от него сигнал, приет от радиолокатора има множество малки пикове разпределени по повърхнината на неопределеност. Малката амплитуда на върховете в близост до централният пик по протежение на оста $f=0$ и тяхната разчлененост се интерпретират, като липса на относително големи перпендикулярни участъци на отражение.

– Наблюдаваният обект със сложна форма показва поведение на комплексна радиолокационна цел. В повърхнината на неопределеност се наблюдават малко на брой пикове, в сравнение с тези на повърхнината на обект с цилиндрична форма, но имащи по-големи амплитуди. По протежението на главният пик по оста $f=0$, се наблюдава къс хребет с непрекъсната структура и два по-малки в края на сечението. За разлика от разчлененият и непрекъснат хребет при цилиндричният обект. Тези три хребета се интерпретират като наличие на големи отразяващи площи по повърхнината на обекта.

– Симетричните хребети в сечения на равнина успоредна на $f=0$ се интерпретират по следния начин: При обект с цилиндрична форма хребетите са накъсани и са много близко разположени един до друг по протежение на цялото сечение. Не се наблюдават цялостни форми на хребетите. Ако направим аналогия с отразяващите свойства на самият обект, металният цилиндър се разглежда като точкова цел с изотропна отразяваща повърхнина. Поради тази причина се получава хребет, съставен от множество допрени един до друг малки пикове. При обект със сложна форма, какъвто е стиропореният куб има само две страни със силни отразяващи свойства. Участъците от сечението в които не се наблюдават хребети се интерпретират, като позиции на обекта спрямо сондиращия сигнал в които отразяващите свойства са пренебрежими или липсват.

– Отклонения във формата на хребетите на функцията на неопределеност се получават и от ексцентрицитета на оста на обекта и остта на въртящата се платформа. Получаването на радиално биене при въртене на целта в следствие скоростта на въртене на платформата и височината на обекта, причинява допълнително Доплерово отместване. Поради това е възможна малка промяна на формата на функцията на неопределеност, а също така е и възможност за симулация на ефекти на турбинна модулация.

На фигури 4.16-4.27 са показани функцията на неопределеност и контурното и изображение. В таблици 4.2-4.7 са представени параметрите на модели получени чрез обработка на функцията на неопределеност чрез математическия апарат на временните редове представен в Глава 3.

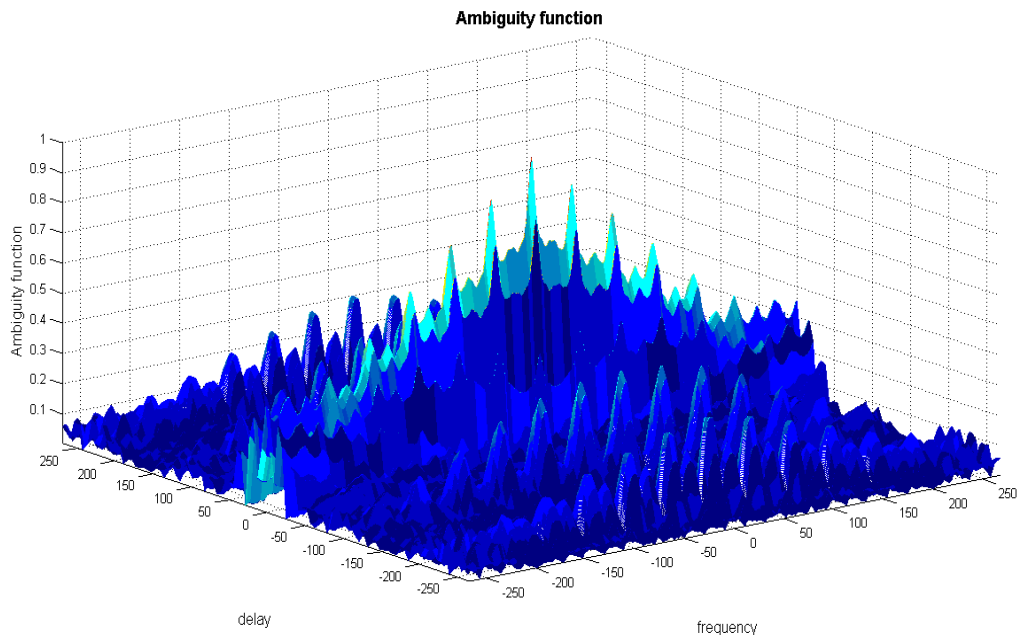
Трябва да бъде отбелязано, че различията в повърхнините на неопределеност са получени в следствие на децимация на сигнала на изхода на корелатора и последваща интерполация по опорна мрежа (grid). Този похват е необходим за да може да се нормализира повърхнината на неопределеност. Тези математически операции е възможно да причинят поява на случайни пикове в повърхнината (артефакти), както и загубването на площи от нея.

Операцията децимация е необходима за да могат даните да могат да бъдат обработени в среда на MatLAB. В противен случай получената матрица с данни надхвърля възможности на използваната апаратура.

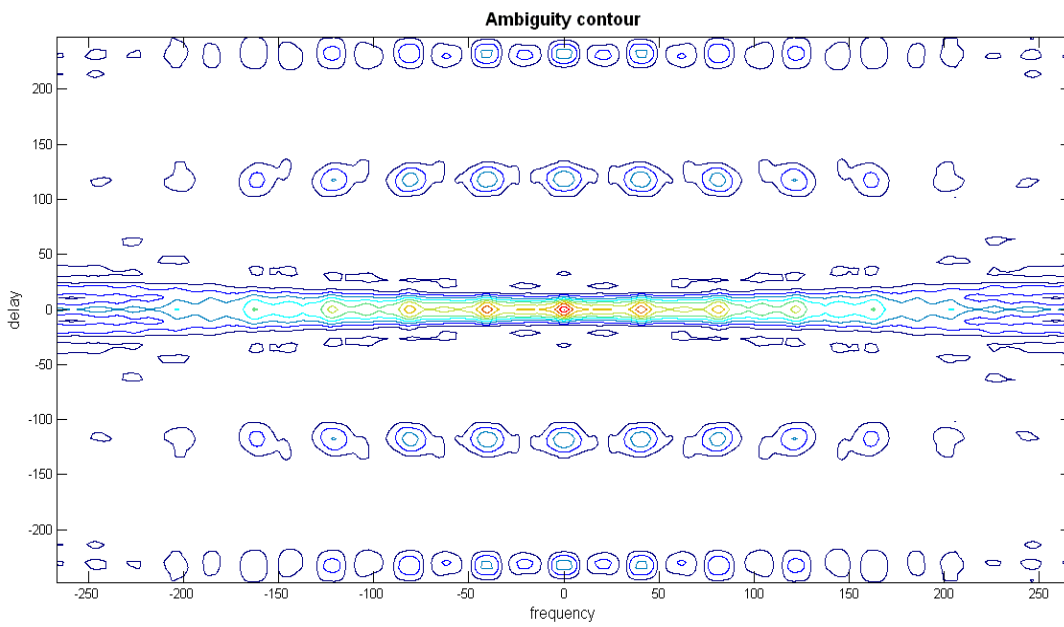
В таблици 4.2-4.7 са представени резултатите от обработката на данните от експериментални изследвания. Представени са шест експеримента, които най-ясно илюстрират получените резултати. В таблица 4.1 е представена информация за направените експерименти.

Таблица 4.1. Видове експерименти

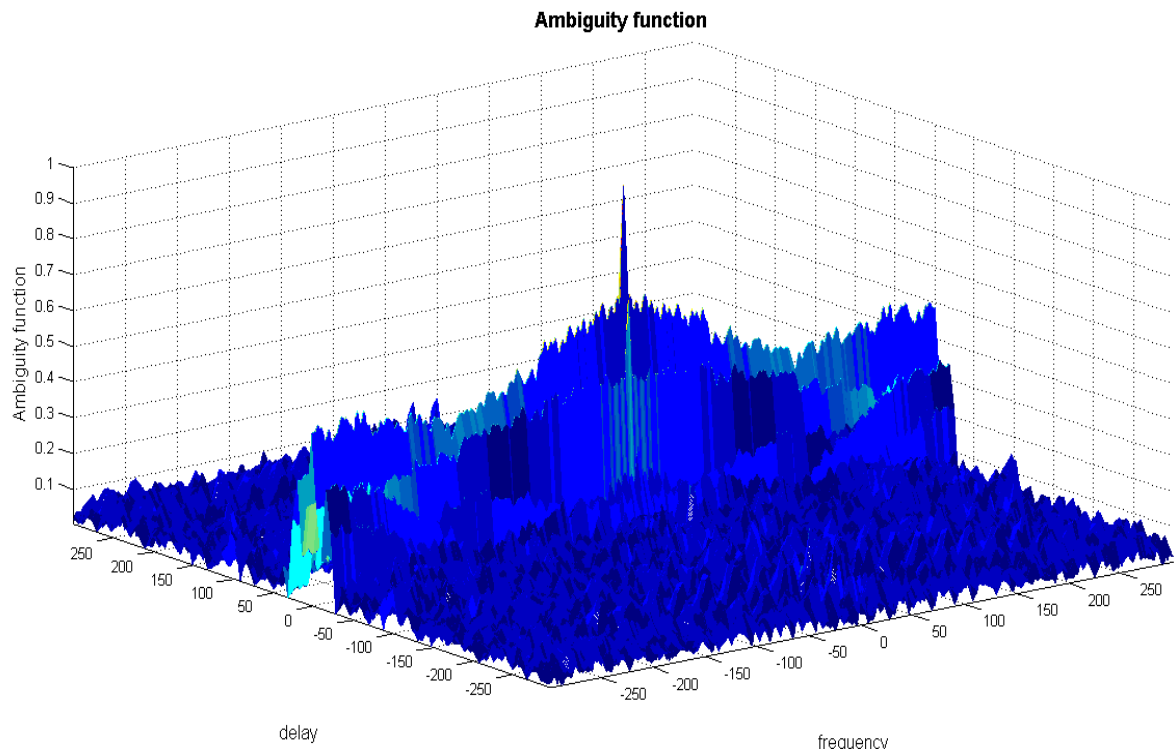
Наименование на експеримента	Вид модулация	Използван код
EX_2	Фазова	Баркер
EX_3	Фазова	Псевдо случаен
EX_4	Честотна	Баркер
EX_5	Фазова	Баркер



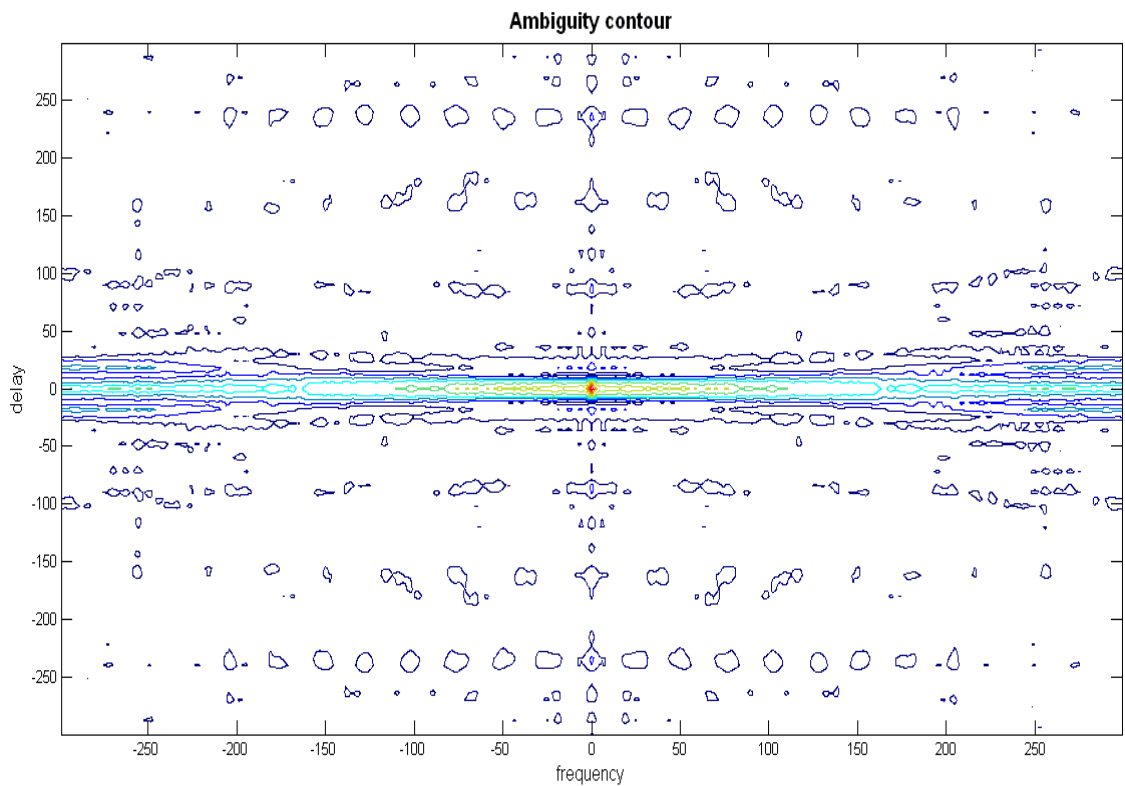
Фигура 4.18 Функция на неопределеност при фазова модулация с код на Баркер



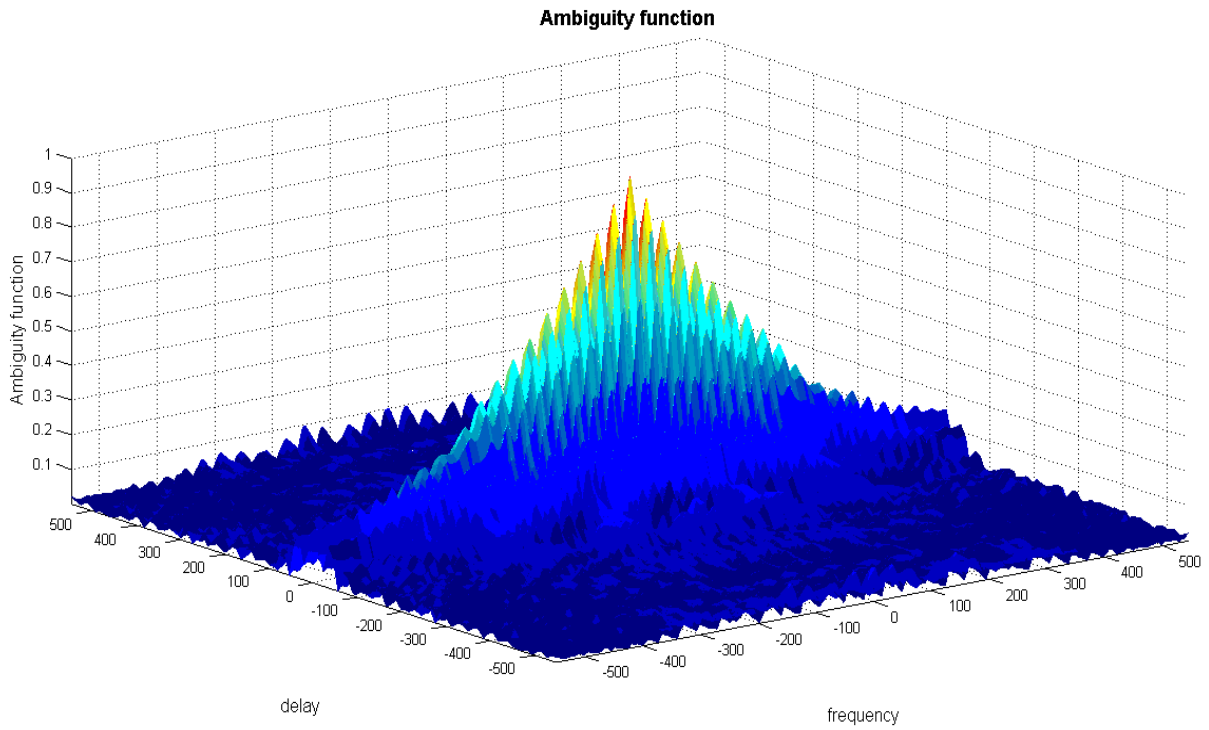
Фигура 4.19 Контур на функция на неопределеност при фазова модулация с код на Баркер



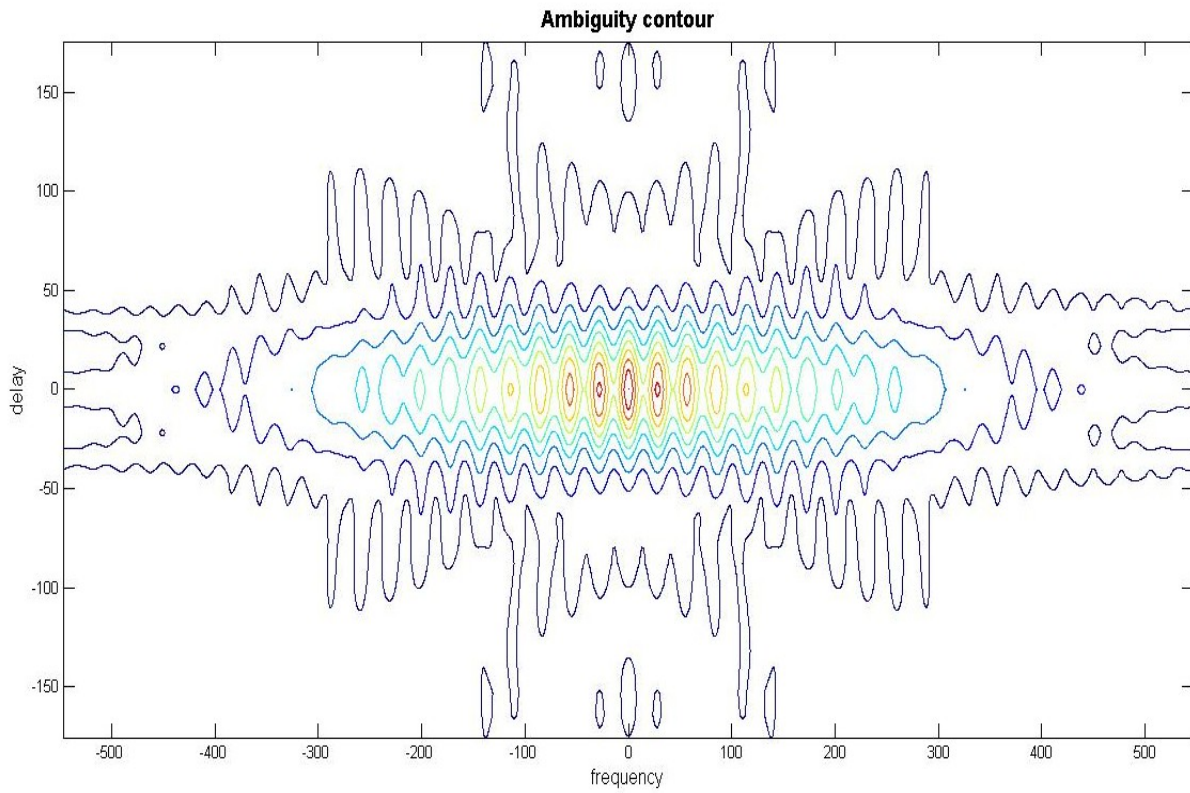
Фигура 4.20 Функция на неопределеност при фазова модулация с псевдошум



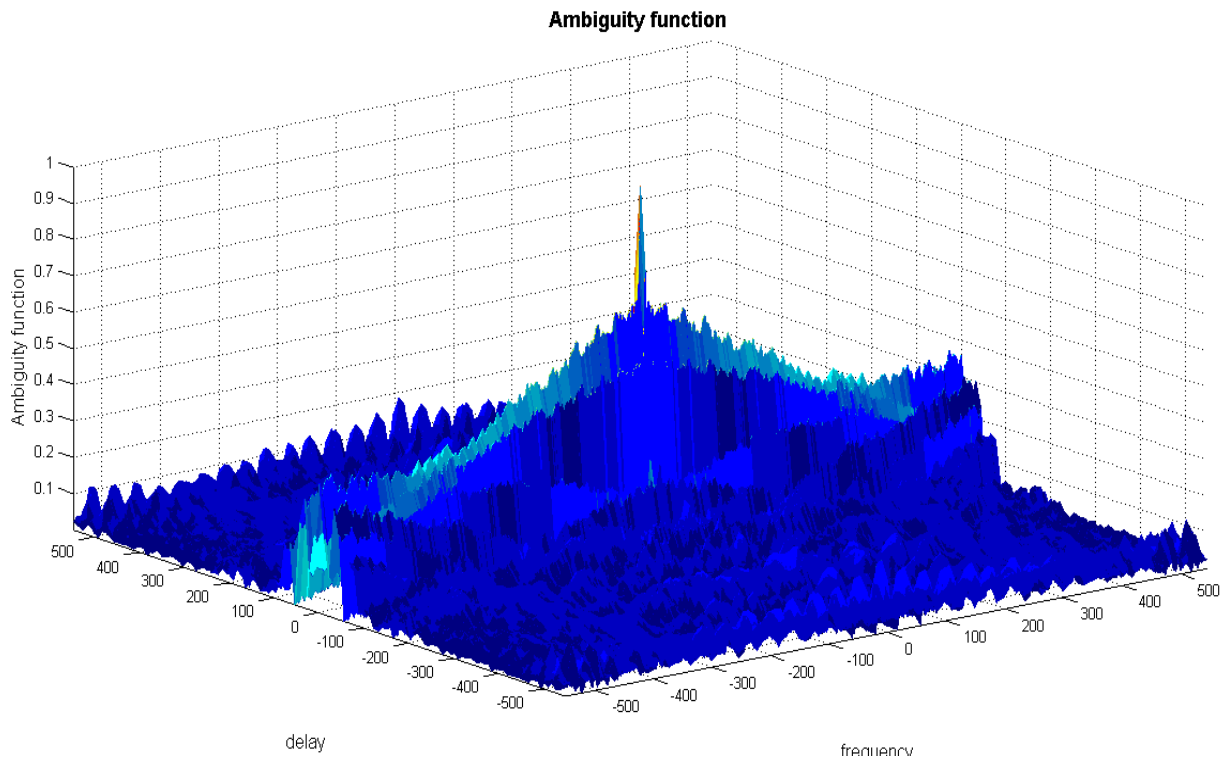
Фигура 4.21 Контур на функция на неопределеност при фазова модулация с псевдошум



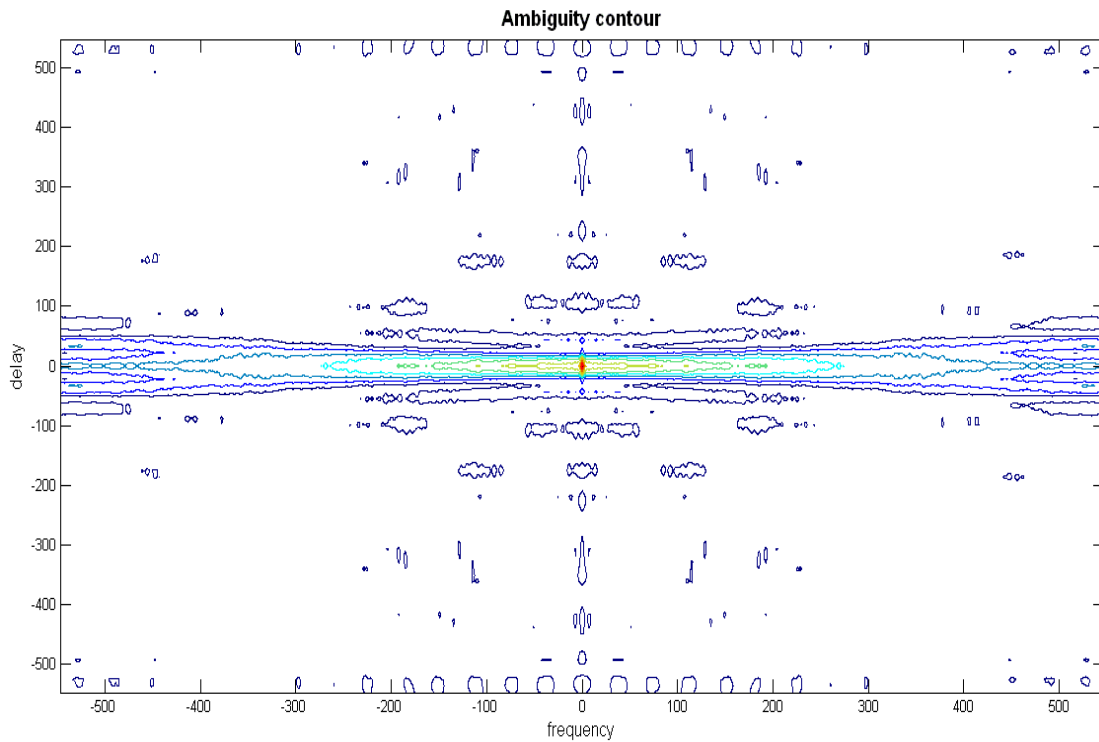
Фигура 4.22 Функция на неопределеност при честотна модулация с код на Баркер



Фигура 4.23 Контур на функция на неопределеност при честотна модулация с код на Баркер



Фигура 4.26 Функция на неопределеност при фазова модулация с псевдошум



Фигура 4.27 Контур на функция на неопределеност при фазова модулация с псевдошум

Таблица 4.3 Експеримент EX_2

EX_2		
tix0	0	
tix45	0.7853	
tix90	1.5707	
Fi_Zx0	Fi_Zx45	Fi_Zx90
1.0000	1.0000	1.0000
-1.1991	-1.9046	-1.9561
0.1999	0.9108	0.9600
Mu_0	-0.0029 -4.8260	
Mu_45	-0.1400 + 0.1964i -0.1400 - 0.1964i	
Mu_90	-0.0611 + 0.1788i -0.0611 - 0.1788i	
a0	1.0000 4.8290 0.0143	
a45	1.0000 0.2801 0.0582	
a90	1.0000 0.1222 0.0357	
m2	0.5974e-003 0.9310 e-003 0.9346 e-003	
M2	0.0015	
delta2	5.3113e-007	

Таблица 4.4 Експеримент EX_3

EX_3		
tix0	0	
tix45	0.7853	
tix90	1.5707	
Fi_Zx0	Fi_Zx45	Fi_Zx90
1.0000	1.0000	1.0000
-1.7837	-1.8604	-1.9285
0.7839	0.8705	0.9337
Mu_0	-0.0030 -0.7272	
Mu_45	-0.2078 + 0.2341i -0.2078 - 0.2341i	
Mu_90	-0.1028 + 0.1945i -0.1028 - 0.1945i	
a0	1.0000 0.7302 0.0022	
a45	1.0000 0.4157 0.0980	
a90	1.0000 0.2056 0.0484	
m2	0.0148 e-003 0.9770 e-003 0.6916 e-003	
M2	7.0651e-004	
delta2	-3.7880e-007	

Таблица 4.5 Експеримент EX_4

EX_4		
tix0	0	
tix45	0.7853	
tix90	1.5707	
Fi_Zx0	Fi_Zx45	Fi_Zx90
1.0000	1.0000	1.0000
-1.9882	-1.9880	-1.9912
0.9884	0.9889	0.9915
Mu_0	-0.0173 + 0.0462i -0.0173 - 0.0462i	
Mu_45	-0.0167 + 0.0883i -0.0167 - 0.0883i	
Mu_90	-0.0127 + 0.0498i -0.0127 - 0.0498i	
a0	1.0000 0.0347 0.0024	
a45	1.0000 0.0334 0.0080	
a90	1.0000 0.0255 0.0026	
m2	0.0538 e-003 0.2835 e-003 0.1369 e-003	
M2	1.9074e-004	
delta2	-2.8055e-008	

Таблица 4.6 Експеримент EX_5

EX_5		
tix0	0	
tix45	0.7853	
tix90	1.5707	
Fi_Zx0	Fi_Zx45	Fi_Zx90
1.0000	1.0000	1.0000
-1.8769	-1.9083	-1.9876
0.8772	0.9100	0.9884
Mu_0	-0.0083 -0.3843	
Mu_45	-0.0814 -0.2011	
Mu_90	-0.0174 + 0.0863i -0.0174 - 0.0863i	
a0	1.0000 0.3927 0.0032	
a45	1.0000 0.2826 0.0163	
a90	1.0000 0.0348 0.0077	
m2	0.1117 e-003 0.4174e-003 0.3114e-003	
M2	4.2323e-004	
delta2	-7.5662e-009	

От направените експерименти е показана представителна извадка от шест експеримента, пет от тях показват резултати при използване на фазова модулация на носещата и един с честотна модулация. От графичните резултати се вижда, че при използване на честотна модулация тялото на функцията на неопределеност е по-голямо в сравнение с телата на функцията при фазова модулация, което ограничава възможностите за откриване на радиолокационни цели намиращи се близко една до друга.

От таблици могат да се направят следните изводи:

1. Всички експерименти имат еднакви наклони на профилните срезове (tix), поради липсата на неравномерности в крайните части на функцията на неопределеност;
2. Коефициентите на дискретния модел (F_i_Z) са уникални за всеки от моделите, като имат различни стойности във всяка равнина на срез. Вижда се, че при използването на честотна модулация коефициентите на непрекъснатия модел и в трите пространствени среза са много близки, което се тълкува като наличие на идентични сечения;
3. От получените корени на характеристичното уравнение на дискретния модел (M_u) се преминава към непрекъснат модел (коефициенти a). Забелязва се, че получените резултати за коефициентите на непрекъснат модел следват тенденцията на коефициентите на дискретния прототип. Вижда се че при честотна модулация отново коефициентите на непрекъснатите модели са много близки един до друг. Това потвърждава правилното получаване на непрекъснатия модел от дискретния;
4. Дисперсията на двумерния ъглов коефициент M_2 при първите два експеримента има големи стойности на порядъци по-високи от тези в останалите четири опита. Това показва, че повърхнината на функцията на неопределеност съдържа остри и разхвърляни пикове. Малките стойности показват наличие на сравнително дълъг хребет. Изказаното твърдение се потвърждава и от фигурите по-горе;
5. Детерминантата на ковариационната матрица на градиентите на повърхнината (Δ^2) характеризира степента на удълженост по протежение на едно направление. От таблиците се вижда, че този параметър е близък до нула, а от представените графики, че хребетите на функцията на неопределеност са в едно направление.
6. Инвариантите от нулев ред (m) характеризират нивото на неравномерност. От получените резултати се вижда, че функцията на неопределеност представлява анизотропна повърхнина. Също така се вижда, че повърхнината в първия и втория експерименти притежават остри самостоятелни пикове, което се потвърждава и от стойностите на този параметър.
7. От получените стойности за корените на характеристичното уравнение на моделите може да се направи извод, че съгласно [116] срезовете на функцията на неопределеност са стационарни времеви извадки.

Доверителните интервали за коефициентите на непрекъснатите авторегресионни модели са представени в таблица 4.8.

Моделирането на функция на неопределеност с модели на временни редове от по-висок порядък изисква използване и разработване на специфичен софтуер, както и специализиран хардуер, което излиза извън поствените в настоящата дисертация цели.

За потвърждаване на работоспособността на математическият апарат и създаването на модели на радиолокационни обекти от по-висок порядък, същия ще бъде приложен към реални радиолокационни изображения. Радиолокационното изображение представлява случайна повърхнина, също като функцията на неопределеност.

Това показва универсалността на използвания метод за анализ и моделиране на информация получена както от псевдошумови така и от класически РЛС работещи с импулсни сигнали.

4.6 Обработка на радиолокационно изображение

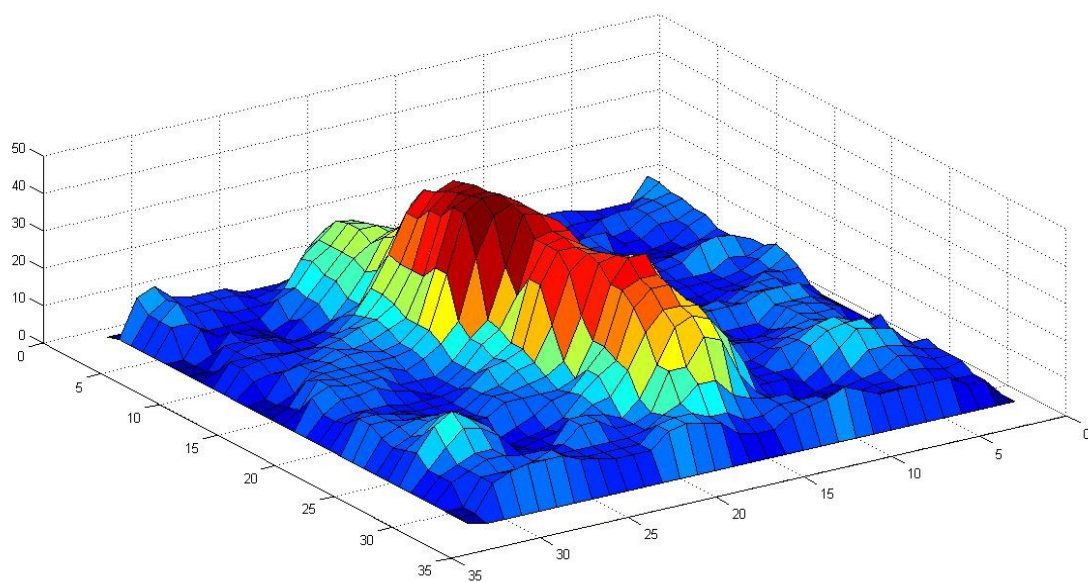
За да се потвърди работоспособността на математичния апарат представен в Глава 3 е направена аprobация върху реално радиолокационно изображение. Изходните експериментални данни са получени от обзорен радиолокатор разположен над пристанище Варна.

Обектите на изследване и техните отразяващи повърхнини са представени на фигури 4.28, 4.30, 4.32.

Избрани са три типа кораби с характерно разположение на надстройка и палубни механизми. Резултатите от прилагането на стохастично-геометричен подход и теорията на временните редове за описание на отразяващите повърхности на избраните обекти за наблюдение, при две различни позиции в хоризонтална равнина са представени в таблици 4.10-4.15. За описание на отразяващите свойства на обектите са използвани авторегресионни модели от втори и от четвърти ред. Резултатите от моделирането с AR(4) са показани в таблици 4.16 и 4.17.



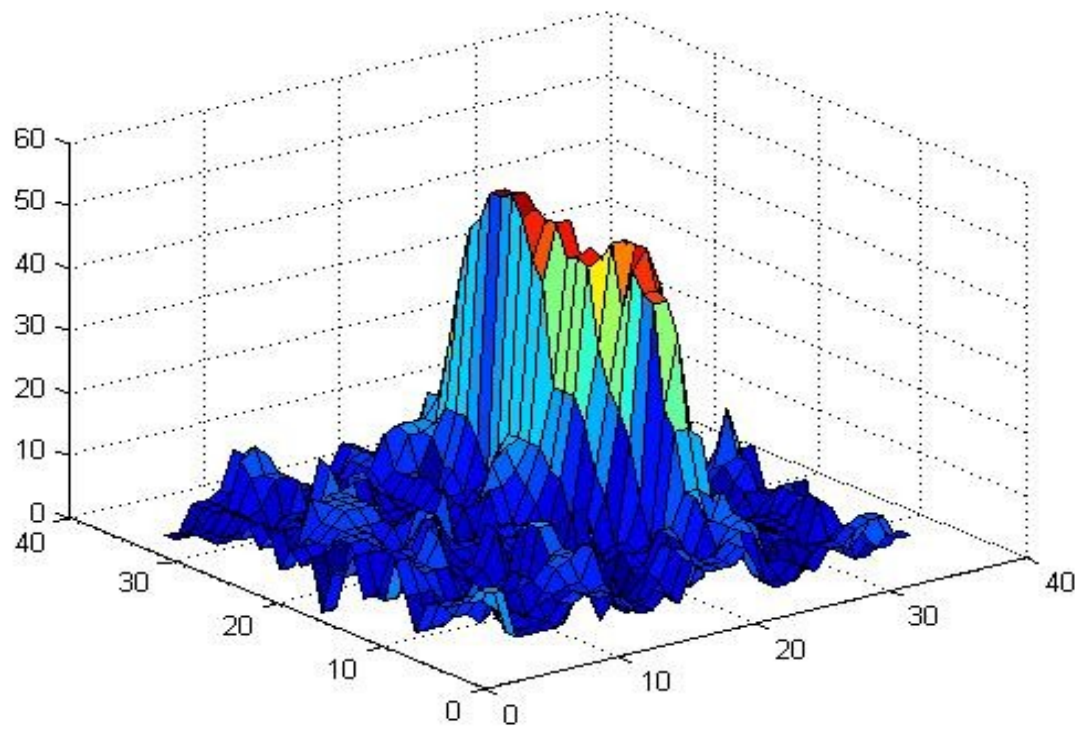
Фигура 4.28 Кораб на ВМС



Фигура 4.29 Отразяваща повърхнина на кораб на ВМС



Фигура 4.30 Кораб тип ферибот



Фигура 4.31 Отразяваща повърхнина на кораб ферибот

Таблица 4.10
Резултати за кораб
обща товари

Параметри при оценка с AR(2)		
tix0	0	
tix45	0.7854	
tix90	1.5708	
Fi_Zx0	Fi_Zx45	Fi_Zx90
1.0000	1.000	1.0000
-1.2595	-1.2952	-1.4382
0.4233	0.5048	0.4598
Mu_0	-0.4299	
	-0.4299	
Mu_45	-0.3418	
	-0.3418	
Mu_90	-0.0425	
	-0.7344	
a0	1.0000	
	0.8597	
	0.2493	
a45	1.0000	
	0.6836	
	0.2965	
a90	1.0000	
	0.7769	
	0.0312	
m2	49.6486	
	48.1287	
	3.2669	
M2	52.9156	
delta2	-307.4326	

Таблица 4.16
Резултати за кораб обща товари

Параметри при оценка с AR(4)						
Mu_0	-0.0046+0.0006i	a63	1.0000	m4	0.0117e-004	
	-0.0046-0.0006i		0.0374		0.0133e-004	
	-0.0313+0.0316i		0.0024		0.1085e-004	
	-0.0313-0.0316i		0.0000		0.0045e-004	
Mu_45	-0.0034	a90	0.0000	m40	0.0137e-004	
	-0.0102		1.0000		1.1791e-006	
	-0.0328		0.0413		-1.0348e-005	
Mu_63	-0.0681	a90	0.0056	m22	6.3075e-007	
	-0.0127+0.0441i		0.0000	m13	1.0328e-005	
	-0.0127-0.0441i		0.0000	m04	4.5207e-007	
Mu_90	-0.0059+0.0051i	a135	1.0000	M4	2.8927e-006	
	-0.0059-0.0051i		0.0720	H	1.4308e-010	
	-0.0159+0.0714i		0.0031	G	0.1809e-005	
	-0.0159-0.0714i		0.0000		-0.0020e-005	
	-0.0003	0.0000		-0.0020e-005		
	-0.0091	m0_0	2.2551e+002		0.1082e-005	
Mu_135	-0.0017	m0_45	1.9215e+002	delta_4	-3.0894e-016	
	-0.0111	m0_63	2.0656e+002	k	0.0306	
	-0.0296+0.0381i	m0_90	1.0342e+002	v	0.0843e-004	
	-0.0296-0.0381i	m0_135	1.8652e+002		0.0910e-004	
a0	1.0000	m2	0.0042	alpha	0.3767e-004	
	0.0720		0.0044		0.1324e-004	
	0.0025		0.0152		0.5268e+005	
	0.0000		0.0003		0.4286e+005	
	0.0000		0.0031		2.8143e+005	
a45	1.0000	m4_0	1.1791e-006	beta	0.5867e+005	
	0.1146	m4_45	1.3331e-006		-0.2084	
	0.0036	m4_63	1.0850e-005		Hd	1.4308e-010
	0.0000	m4_90	4.5207e-007		Gd	1.9593e-012
	0.0000	m4_135	1.3747e-006			

Резултатите представени в таблици 4.10-4.15 обобщават оценките получени при прилагането на математическият апарат описан в Глава 3 към отразяващите повърхнини на корабите. От получените данни, представени в таблиците могат да бъдат направени следните изводи:

1. От таблиците 4.10-4.15 се вижда, че наклони на профилните срезове (tix) са еднакви, което се интерпретира, че заобикалящата обекта повърхнина е еднотипна;
2. Коефициентите на дискретния модел (Fi_Z) са различни за всеки от моделите, като имат различни стойности във всеки срез. Вижда се, че при коефициентите на модела описващ военния кораб и в трите сечения те са близки по стойност. Този факт се интерпретира, като концентрация на надстройката в средната част на кораба;
3. Дисперсията на двумерния ъглов коефициент M2 при търговските кораби в различните положения съществено се различават. Това показва, че повърхнината на функцията на неопределеност съдържа остри и разхвърляни пикове. Малките стойности на M₂ при военни кораб показва, че геометрията на надстройката е проектирана да няма голямо отражение, за разлика от търговските кораби. Изказаното твърдение се потвърждава и от фигурите;

4. Инвариантите от нулев ред (m) характеризират нивото на неравномерност. От получените резултати се вижда, че отражателната повърхнина на морските съдове не е изотропна.

В таблица 4.16 са представени резултатите от прилагането на математическия апарат от Глава 3 и описанието посредством AR(4). От данните в таблиците могат да се направят следните изводи:

1. От корените на характеристичното уравнение се вижда, че срезове представляват стационарни извадки;

2. Стойностите на коефициентите на AR(4) са в съответните граници [116];

3. Инварианти M_4 и N_4 за модела имат малки стойности. Това показва че няма резки отклонения в конструкцията на корабите, т.е надстройката не се отличава с резки ръбове. Стойностите на G и за модела са малки, което се интерпретира като наличие на големи отразяващи площи по повърхнината на обектите.

4.7. Изводи към Четвърта глава

5. При радиолокатори с непрекъснато излъчване конструирани на база Гън-диод е възможно използването на свръх-дълги псевдослучайни последователности.

6. Повърхнината на неопределеност показва специфични отклонения при използване на различни типове сигнали и модуляции в хода на експерименталното изследване на обекти.

7. Възможно е построяването на модели на база временни редове на функцията на неопределеност при използване на псевдошумови сигнали.

8. При анализирането на данните е възможно описание на повърхнината на неопределеност с модели от по-нисък ред.

9. Повърхнините на отражение на обекти, получени чрез обзорен радиолокатор се моделират с авторегресионни модели.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В резултат на изследването в рамките на дисертационния труд са получени следните:

I. НАУЧНО-ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ

1. На базата на анализ на съвременните РЛК използващи шумови сигнали са формулирани основните изискванията към сложните сигнали, използвани в РЛС конструирани съгласно LPI технологията.

2. Въз основа на известните от литературата методи е формулиран общ метод за синтезиране на псевдишумови последователности със свръх-голяма дължина. Методът позволява създаване на фамилии от псевдошумови сигнали на базата на известни числови последователности и преместващи регистри с линейни обратни връзки с малка разрядност.

3. Формулиран е метод за идентификация на радиолокационни обекти по повърхнината на функцията на неопределеност;

4. Предложен е алгоритъм за анализ на функцията на неопределеност на радиолокационен сигнал, основаващ се на спектрални инварианти и модели на временни редове.

5. Обосновани са параметрите на неравномерност на повърхнината на неопределеност на радиолокационен сигнал и е представена тяхната интерпретация.

6. На основа представения математически апарат и алгоритъм е доказана и работоспособността му при анализ на радиолокационни изображения.

7. Доказана е възможността за приложение на създадените псевдослучайни свръхдълги последователности в псевдошумов радиолокатор.

II. ПРИЛОЖНИ ПРИНОСИ

1. Разработена е прототип на генератор на псевдошумови сигнали със свръх-голяма дължина. Резултатите от изследването на генератора потвърждават направените симулационни резултати.
2. Разработен е прототип на псевдошумов радиолокатор с непрекъснато излъчване използващ синтезираните в Глава 2 на дисертацията сигнали. Доказана е работоспособността му.
3. Доказана е работоспособността на математическият апарат на теорията на временните редове при обработката на функция на неопределеност на сигнал от псевдошумов радиолокатор.

Целта на изследването в дисертационния труд е изпълнена, тъй като синтезираните в Глава 2 псевдошумови сигнали със свръх-голяма дължина позволяват идентификацията на радиолокационна цел в радиолокатор с непрекъснато излъчване. Те водят до значително повишаване на структурната сложност и енергетичната скритост на радиолокатора, а чрез това се подобряват шумозащитеността и скритостта при опити за откриване и заглушаването му. Едновременно с това, поради възможността за използване на произволен вид манипулация, се повишава и спектралната ефективност на радиолокатора.

ПУБЛИКАЦИИ ПО ДОКТОРАТА

1. Дойнов Б. С., Д. С. Тянев, Една нова LFSR-структура за генериране на псевдослучайна последователност, ТУ-Варна, Варна., сп. "Компютърни науки и технологии", 1, 2009, с. 13-19.
2. Дойнов Б. С., Ч. Ил. Александров, Една възможност за генериране на псевдослучайни последователности със свръхголяма дължина на основа числото π , Юбилейна научна сесия с международно участие, Морски научен форум , том 4, ВВМУ "Н. Й. Вапцаров", гр. Варна, 2011, с. 110-114.
3. Doynov B. S., Ch. I. Alexandrov, Generation of pseudorandom numbers with very long period based on Farey sequences, J. Marine technology and Environment, Vol. II, Constanta, Romania, 2011, pp. 25-30, ISSN 1844-6116.
4. Doynov B. S., Z. D. Popov, Ch. I. Alexandrov, Radar Image description using time series and high order spectral moments approach, J. Marine technology and Environment, Vol. II, Constanta, Romania, 2012, pp. 27-34, ISSN 1844-6116.
5. Doynov B. S., Z. D. Popov, Ch. I. Alexandrov, Radar Image description using time series and high order spectral moments approach. Part II, J. Marine technology and Environment, Vol. I, Constanta, Romania, 2013, ISSN 1844-6116,

The ability for using ultra length pseudo random signals for objects identification with time series in low-power radars

By eng. Bozhidar Stefanov Doynov

**A Dissertation submitted in partial fulfillment of the requirements
for the Degree of Doctor of Philosophy in Radiolocation and radionavigation**

Summary

This thesis is a complex theoretical and empirical study on the process of generating pseudo random noise signals with ultra-large length and their processing in low-power continuous wave radars. The research process include: generating pseudo noise signals, analysis of the parameters of the surface of the ambiguity function of the received signal and the construction of a model of a time series. In the thesis are presented adequate models of time series AR (2) and AR (4), derived from surface of ambiguity function, when are used the presented generators as sources of ultra-long pseudo noise signals. The main results in the thesis are the following:

- Method for generating a pseudorandom signals based on linear feedback shift registers and external numeric sequences - pi-sequence and Farey fractions;
- A method for modeling the surface of the ambiguity function using time series models AR (2) and AR (4).
- Interpretation of the parameters of random surfaces in the analysis on surface of ambiguity function of objects studied with pseudorandom noise signals.

The prototype of low-power continuous wave radar that used a complex signal is constructed.

Novelty is also experimentally proven efficiency of the method for constructing models of time series, applied to real radar image obtained by conventional radar.