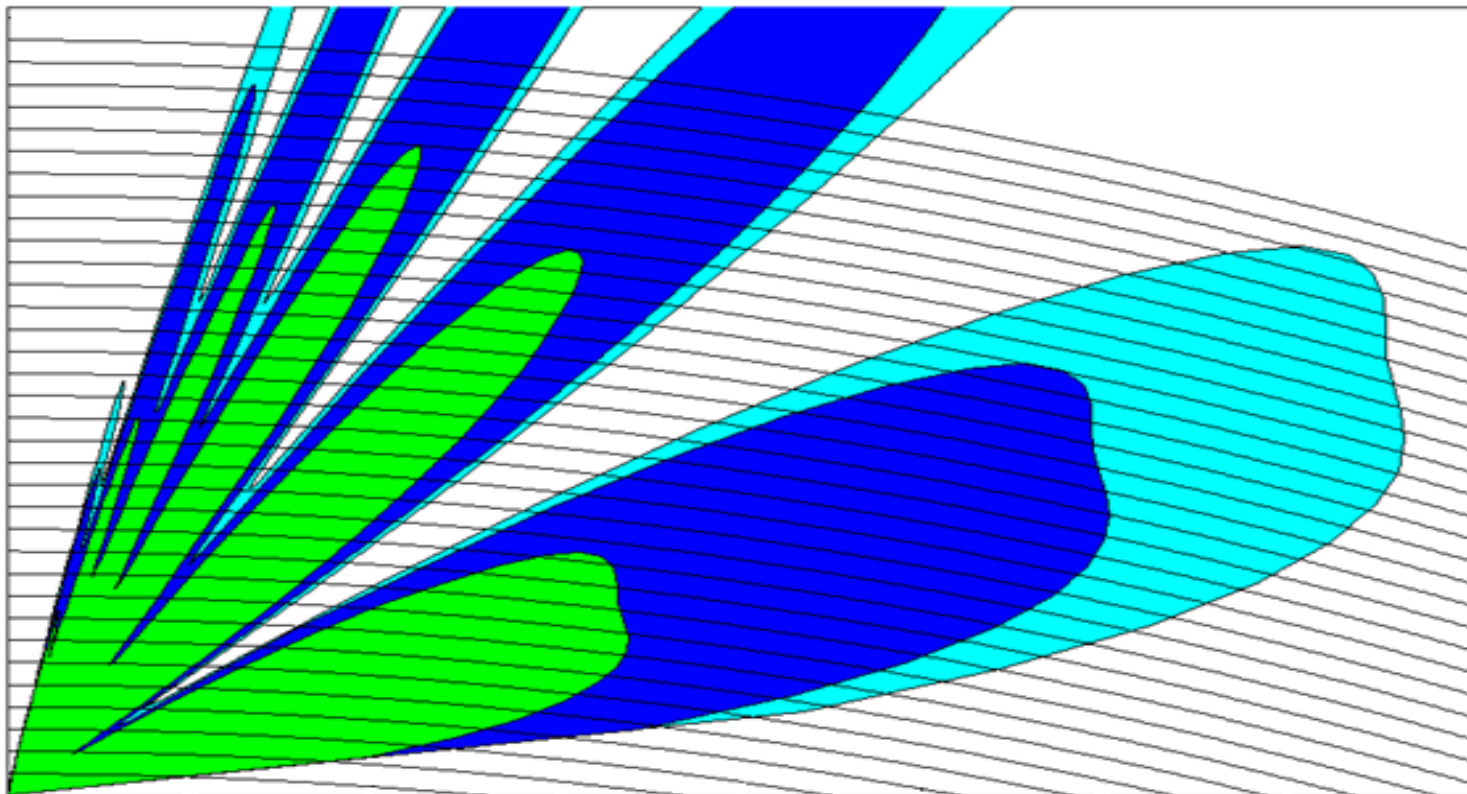
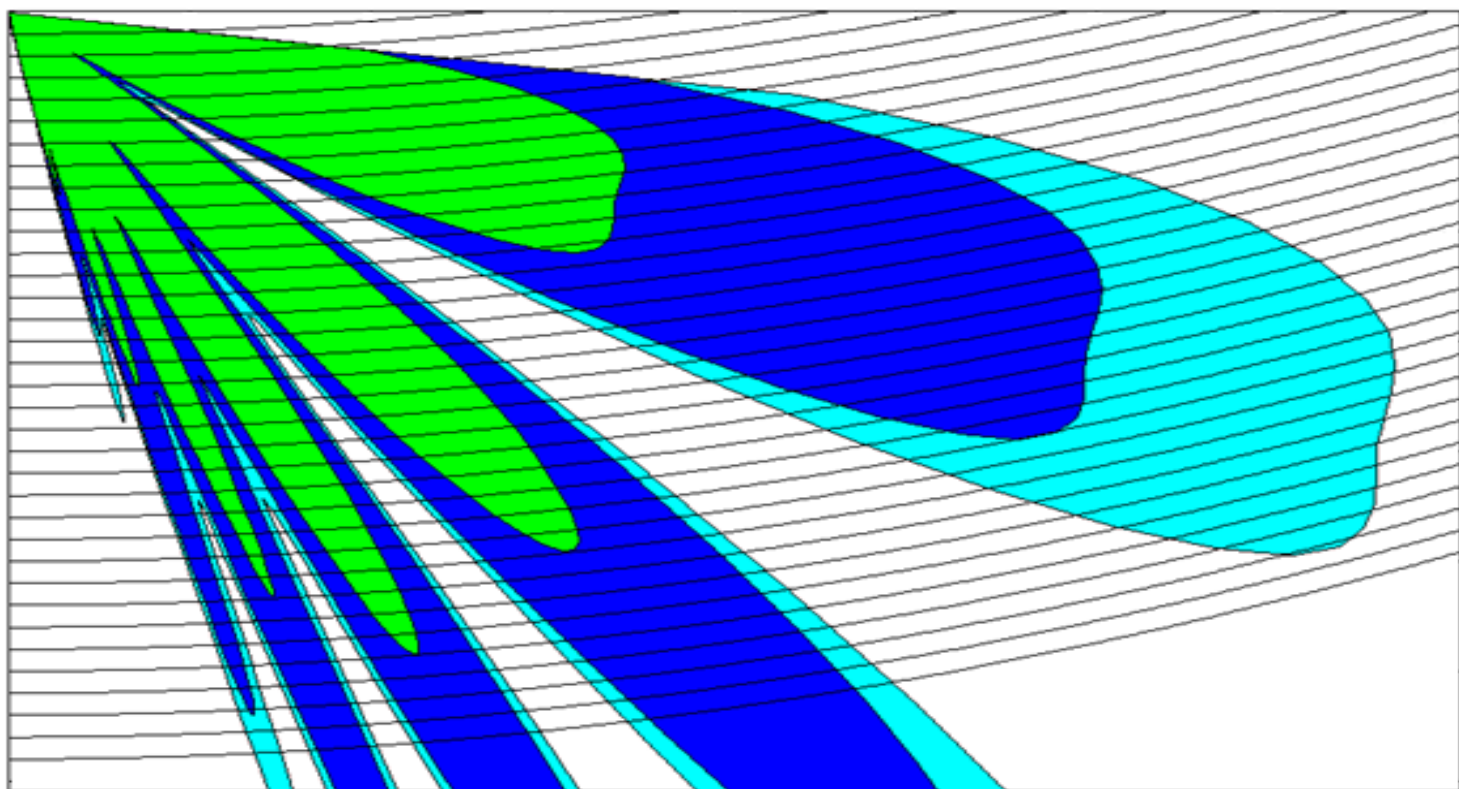




**ОТКРИВАНЕ И ОЦЕНЯВАНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ
НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯТА
НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА**

ДИСЕРТАЦИЯ

доц. д-р инж. Любка Атанасова Дуковска



БЪЛГАРСКА АКАДЕМИЯ НА НАУКИТЕ

ИНСТИТУТ ПО ИНФОРМАЦИОННИ И КОМУНИКАЦИОННИ ТЕХНОЛОГИИ

доц. д-р инж. Любка Атанасова Дуковска

**ОТКРИВАНЕ И ОЦЕНЯВАНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ
НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯТА
НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА**

ДИСЕРТАЦИЯ

за присъждане на научна степен

„Доктор на науките“

по научната специалност: 01.01.12 „Информатика“

професионално направление:

4.6 „Информатика и компютърни науки“

София

2016

СЪДЪРЖАНИЕ

УВОД	1
Цел на дисертационния труд	4
Задачи на дисертационния труд	4
 ПЪРВА ГЛАВА. ОТКРИВАНЕ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В РАДАРНИ СИСТЕМИ, РАБОТЕЩИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА	 7
1.1. Радарен откривател, осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда	8
1.2. Алгоритми за адаптивно откриване на движещи се цели в условията на интензивна шумова среда	15
1.3. Определяне на ефективността на действие на ПЧЛТ алгоритмите	22
1.3.1. Конвенционален метод	22
1.3.2. Среден праг на откриване	22
1.4. Модели на отразени сигнали от радиолокационни цели и смущения	23
1.4.1. Модели на радиолокационни сигнали, отразени от движещи се цели	23
1.4.2. Модели на шум и хаотични импулсни смущения	26
1.4.3. Модели на радиолокационни сигнали, отразени от движещи се цели, шум и хаотични импулсни смущения	30
1.5. Хох трансформация на сигналите за адаптивно откриване на движещи се цели в условията на интензивна шумова среда	37
1.5.1. Трансформация на Хох	37
1.5.2. Хох трансформация на радиолокационни сигнали	39
1.6. Алгоритми с Хох трансформация за адаптивно откриване на движещи се цели в условията на интензивна шумова среда	44
1.7. Вероятностни характеристики на Хох откривател с бинарно натрупване на сигнала в Хох параметричното пространство	47
1.8. Хох откривател на движещи се цели с фиксиран праг в условията на интензивна шумова среда	50
1.9. Изводи по първа глава	53

**ВТОРА ГЛАВА: КОНВЕНЦИОНАЛНИ РАДАРНИ ОТКРИВАТЕЛИ НА ДВИЖЕЩИ
СЕ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА.....55**

2.1. Осредняващ радарен откривател, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда	56
2.1.1. Вероятностни характеристики на едномерен осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	56
2.1.2. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на едномерен осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	60
2.1.3. Вероятностни характеристики на двумерен осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	64
2.1.4. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на двумерен осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	71
2.2. Цензуриращ радарен откривател, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда	75
2.2.1. Вероятностни характеристики на едномерен цензуриращ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	75
2.2.2. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на едномерен цензуриращ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	80
2.2.3. Вероятностни характеристики на двумерен цензуриращ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	85
2.2.4. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на двумерен цензуриращ ПЧЛТ откривател в условията на интензивна шумова среда	88
2.3. Адаптивен радарен откривател с некохерентно натрупване, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда	93
2.3.1. Вероятностни характеристики на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване в условията на интензивна шумова среда....	93

2.3.2. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване в условията на интензивна шумова среда	102
2.4. Оценка на ефективността на разгледаните типове откриватели, работещи в условията на интензивна шумова среда	105
2.5. Приложение на разгледаните типове откриватели, работещи в условията на интензивна шумова среда	107
2.6. Изводи по втора глава	113

ТРЕТА ГЛАВА: ОТКРИВАТЕЛИ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ, ПОЛЗВАЩИ МАТЕМАТИЧЕСКА ТРАНСФОРМАЦИЯ НА СИГНАЛИТЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА.....115

3.1. Хох откривател с осредняващ сигналнен процесор, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда	117
3.1.1. Вероятностни характеристики на Хох откривател с едномерен осредняващ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда	117
3.1.2. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на Хох откривател с едномерен осредняващ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда.....	119
3.1.3. Вероятностни характеристики на Хох откривател с двумерен осредняващ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда	125
3.1.4. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на Хох откривател с двумерен осредняващ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда.....	126
3.2. Хох откривател с цензуриращ сигналнен процесор, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда	130
3.2.1. Вероятностни характеристики на Хох откривател с едномерен цензуриращ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда	130

3.2.2. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на Хох откривател с едномерен цензуриращ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда.....	132
3.2.3. Вероятностни характеристики на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда	138
3.2.4. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор в условията на интензивна шумова среда.....	140
3.3. Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда	145
3.3.1. Вероятностни характеристики на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване в условията на интензивна шумова среда	145
3.3.2. Числени резултати, получени от анализа на вероятностните характеристики на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване в условията на интензивна шумова среда	147
3.4. Оценка на ефективността на разгледаните типове откриватели, работещи в условията на интензивна шумова среда	153
3.5. Изводи по трета глава.....	157

ЧЕТВЪРТА ГЛАВА: ОТКРИВАТЕЛИ, ОЦЕНЯВАЩИ ПАРАМЕТРИТЕ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ, ПОЛЗВАЩИ МАТЕМАТИЧЕСКА ТРАНСФОРМАЦИЯ НА СИГНАЛИТЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА.....

159

4.1. Хох откривател поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога – оценител на скоростта на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда	160
4.2. Алгоритъм за едновременно откриване на движеща се цел и определяне на скоростта ѝ, ползващ Хох трансформация на приетите сигнали в условията на интензивна шумова среда	165

4.2.1. Числени резултати, получени от анализа на алгоритъма за едновременно откриване на движеща се цел и определяне на скоростта ѝ, ползващ Хох трансформация на приетите сигнали в условията на интензивна шумова среда	167
4.3. Конвенционален оценител и Хох оценител на скоростта на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда.....	175
4.3.1. Доплеров оценител на скоростта на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда	177
4.3.2. Числени резултати, получени от анализа на конвенционален оценител и Хох оценител на скоростта на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда	179
4.4. Оценка на ефективността на разгледаните типове оценители, работещи в условията на интензивна шумова среда	184
4.5. Интеркритериален анализ на праговите константи на разгледаните типове откриватели/оценители, работещи в условията на интензивна шумова среда	190
4.6. Изводи по четвърта глава.....	196

ПЕТА ГЛАВА: ОТКРИВАНЕ И ОЦЕНЯВАНЕ НА КООРДИНАТИТЕ НА ЦЕЛИ В МРЕЖА ОТ РАДИОЛОКАЦИОННИ СЕНЗОРИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА.....199

5.1. Конвенционални многосензорни подходи за определяне на координатите на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда.....	201
5.2. Хох трансформация на приетите сигнали за определяне на координатите на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда.....	206
5.2.1. Полярна Хох трансформация на приетите сигнали за определяне на координатите на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда	206
5.2.2. Симулационни резултати от анализа на полярна Хох трансформация на приетите сигнали за определяне на координатите на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда.....	209

5.3. Многосензорен подход ползващ Хох трансформация на приетите сигнали за определяне на координатите на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда	215
5.4. Многосензорен подход ползващ Хох трансформация на приетите сигнали за обединение на данните в мрежа от радари в условията на интензивна шумова среда	221
5.5. Изводи по пета глава	228
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	231
Резюме на получените резултати	234
Насоки за бъдещи изследвания	236
Декларация за оригиналност на резултатите	236
Публикации по темата на дисертационния труд	237
Научно-изследователски проекти по темата на дисертационния труд	241
БИБЛИОГРАФИЯ.....	243
ОСНОВНИ ОЗНАЧЕНИЯ И СЪКРАЩЕНИЯ	257

УВОД

Разработването на нови, високоефективни алгоритми за обработка на радиолокационната информация, които да притежават оптимални статистически характеристики и да са реализуеми за работа в реално време, е актуален научен проблем. Актуалността на проблема се обуславя от съвременните тенденции в проектирането на високоефективни и напълно автоматизирани системи за обработка на радиолокационната информация в условията на априорна неопределеност относно целите и смущенията. Тези тенденции се изразяват в стремежа на изследователите да използват най-новите достижения в областта на проектирането на високоефективни алгоритми с повишена сложност за обработка на радиолокационната информация в реално време. Съвременните алгоритми изискват обработката на големи потоци данни, използвайки цялата достъпна информация за наблюдаваната радиолокационна обстановка (целите и смущенията).

В настоящия дисертационен труд ще бъдат използвани алгоритми, осигуряващи поддържане постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ откриватели) за откриване на радиолокационни цели в условията на интензивна шумова среда. Този вид откриватели използват адаптивен праг, зависещ от нивото на смущението, като така се гарантира поддържането на постоянна вероятност за лъжлива тревога. Бързото развитие на алгоритмичната обезпеченост в тази област през последните години е обяснимо, както с огромната необходимост в различни области на науката и техниката от автоматично извършване на процедурата на откриване на полезен сигнал на фона на смущения, така и поради теоретически интерес да се интерпретират по съвременен начин класически подходи в задачите за откриване.

Появата на несинхронни (случайни) хаотични импулсни смущения (ХИС) с голяма интензивност, както по средна мощност, така и по честота на повторение на входа на откривателя, води до драстично влошаване на откриваемостта на полезния сигнал. Тези смущения са нееднородни и нестационарни и се предизвикват най-често

от действието на други съседни радари, от различни радиоелектронни устройства или имат преднамерен произход. Този вид смущения при екстремни параметри са слабо изследвани, което определя и актуалността на настоящата дисертация.

Интерес за изследователите през последните години представляват алгоритмите за извличане на полезна информация за поведението на наблюдаваните цели – чрез прилагането на математическа трансформация на приетите сигнали, при което се получават оценки на параметрите на движещи се цели с изключително голяма точност при много динамична радиолокационна обстановка.

Проблемът за откриване на траекториите на целите и оценка на параметрите им може да бъде решен по различни начини. Класическият подход предполага откриване на траектория чрез определяне на съществуващата кинематична зависимост по ограничена съвкупност от измервания на координатите на целта. В този случай се решава една оптимизационна задача. Критерият за оптималност описва връзката между измерванията и оценявания вектор на състоянието на целта на базата на предварително избран еталон за поведение на обекта, чиито характеристики непрекъснато се уточняват. Обикновено критерият за оптималност изисква да се минимизира разстоянието между прогнозираното и измереното положение на целта. Като правило, в тези алгоритми се използват различни варианти на Калманова филтрация и Байесово оценяване. Практическата реализация на тези алгоритми обаче налага строги изисквания към изчислителните ресурси, тъй като количеството оптимизационни задачи, решавани при откриване и оценка на параметрите на траекториите, зависи експоненциално от броя на траекториите и плътността на измерванията в зоната на наблюденията.

В представения дисертационен труд ще бъде използван подход за едновременно откриване на целта, на траекторията ѝ, както и определяне на параметрите на движението ѝ, чрез прилагане на математическата трансформация на Хох. Това е една сравнително нова и недостатъчно добре изследвана област в радиолокацията, на анализа на която е посветен настоящият труд.

Основна хипотеза на дисертационния труд е, че в съвременния свят, когато комуникационните технологии стават индикатор за развитие, ефирната агресия ще се увеличава и радиоелектронните устройства за управление на въздушното

движение ще работят в условията на интензивни импулсни смущения, получили се вследствие на наслагване на различни потоци. Изискванията за повишаване на точността в работата на тези устройства ще наложи по-добрата им адаптация към средата, както и повишено бързодействие на използваните алгоритми за откриване. Изпълнението на тези критерии би било възможно, ако се използва подходящ математически апарат, осигуряващ достатъчно добра точност на откриване на целите. Тази хипотеза, насочва към необходимостта от разработване на нови по-устойчиви на външни въздействия алгоритми, които да поддържат постоянна вероятността за лъжлива тревога в условията на високоинтензивни потоци от случайно появяващи се импулсни смущения.

Един такъв клас алгоритми са тези, които прилагат Хох трансформация на сигналите с цел съвместно откриване и оценяване на параметрите на движеща се цел. Поведението им в условия на интензивни потоци от импулсни смущения не е изследвано обстойно от други автори, при различни параметри и закони на смущението.

В комуникационните и радарните системи задачата за откриването и оценяването на параметрите на сигнала (т.е. оценяването на пространствените координати) е една от фундаменталните задачи. Тя е решена при различна статистическа неопределеност на параметрите на сигнала и смущенията, т.е. при различни видове сигнали и смущения. Един от новите подходи за борба със смущенията с различна пространствена ориентация и произход е прилагането на подхода за многосензорна радарна обработка в различни видове комуникационни и радарни мрежи. В настоящия дисертационен труд ще се използва математическата Хох трансформация на входните сигнали, отразени от целта, в алгоритмите за определяне на местоположението на целта, в условията на интензивно действащи импулсни смущения.

Цел на дисертационния труд

Цел на настоящия дисертационен труд е да се синтезират и изследват различни подходи, методи и алгоритми за откриване и определяне на параметрите на движещи се цели, осигуряващи постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивен поток от импулсни смущения, както и да бъде оценена ефективността на новополучените структури.

Задачи на дисертационния труд

За постигането на така формулираната цел, в дисертационния труд са решени следните задачи:

1. Да се разшири решението на статистическата задача за откриване на движещи се цели в единични и пакети радиолокационни импулси в условията на интензивна шумова среда, чрез синтез на нови алгоритми, ползващи цензуриращи техники. Новополучените структури на откриватели да осигуряват поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога, в условията на интензивна шумова среда.

2. Да се синтезират нови структури на откриватели, ползващи Хох трансформация, съвместно работещи с едномерни и двумерни сигнални процесори и да се разработят процедури за пресмятане на статистическите им характеристики, в условията на интензивен поток от импулсни смущения. На новополучените структури за едновременно откриване на цел и на траекторията ѝ, да бъде извършен сравнителен анализ, с цел да се определи най-ефективната между тях.

3. Да се предложи подход и да се синтезират нови алгоритми за определяне на оценката на скоростта на движеща се цел с прилагане на Хох трансформация на приетите сигнали от целта, в условията на интензивна шумова среда. Получените резултати от анализа на предложения подход да се сравнят с използваните традиционни подходи в съвременните радарни и комуникационни системи.

4. Да се синтезират и изследват нови алгоритми за определяне на координатите на движеща се цел, ползващи многосензорно обединение на данни от радарни системи. Асоциацията на данните да се извършва в Хох параметричното пространство. Новополучените алгоритми да са приложими в *Multiple Input Multiple Output (MIMO)* радарна система, работеща в условията на интензивна шумова среда.

5. Да се разработи програмна реализация на новополучените алгоритми и изследваните структури.

Методологията на изследванията в дисертацията ще включва използването на числен и симулационен подход. Численият подход ще бъде използван за оценка на ефективността на алгоритмите, посредством изчисляване в средата на MATLAB на вероятностните характеристики и средния праг на откриване. Симулационният подход ще бъде използван за реализиране на части от разработваните алгоритми и за оценка на ефективността на моделираните структури, в условията на интензивна шумова среда, с цел да се оцени качеството на действието им.

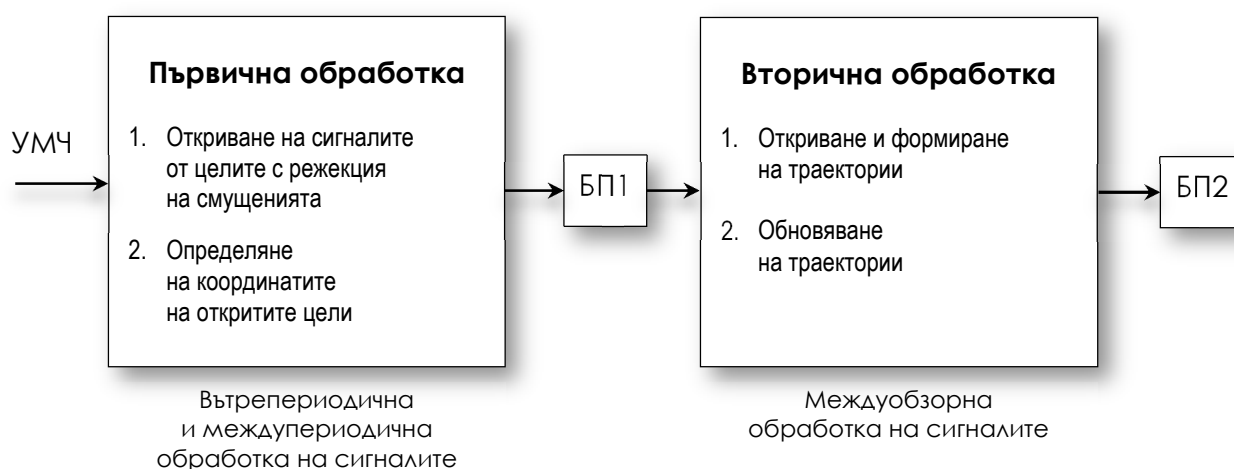
ПЪРВА ГЛАВА

ОТКРИВАНЕ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В РАДАРНИ СИСТЕМИ, РАБОТЕЩИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Конвенционалният подход, който се прилага в радиолокацията, е откриването на полезен сигнал, отразен от целта, да се извършва отделно от откриването на траекторията ѝ. Традиционно е прието откриването на сигнал, отразен от наблюдаваната цел да е част от първичната обработка на радиолокационна информация в радиолокационната станция (РЛС), докато откриването на траекторията на наблюдаваната цел е задача на вторичната обработка. Традиционно, това са отделни фундаментални задачи за откриване. За разлика от този всеобщо приет подход, в настоящата дисертация се разглежда действието на откривател, който ползва в алгоритъма си за откриване математическа Хох трансформация (*Hough transform*), което позволява да се извършва съвместно откриване на полезния сигнал от целта и траекторията на целта, т.е. сигналът се открива едновременно с откриване на траекторията на целта. По-конкретно, решението за откриване на траектория се приема в резултат на обработката на сигнали, получени в рамките на няколко последователни обзора на радара. При тази обработка се използва цялата получена информация за сигналите и целта: амплитуда, фаза и мощност на сигналите, както и характерът на движението на обекта. Прилагането на модифицирани адаптивни алгоритми в задачата за откриване осигурява възможност за еднозначно определяне на параметрите на движението на наблюдаваната цел. Това предимство улеснява процеса на локализация и проследяване на движещи се цели в условията на интензивна шумова среда.

1.1. РАДАРЕН ОТКРИВАТЕЛ, ОСИГУРЯВАЩ ПОДДЪРЖАНЕ НА ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Класическите автоматизирани системи за обработка на радиолокационна информация (АСОРЛИ) в радиолокационните станции са изградени функционално от два основни модула [1, 8, 11, 12, 14, 16, 17, 18, 19, 42, 66, 124, 139] – първичен и вторичен модул за обработка (фигура 1.1).



Фигура 1.1 Структурна схема на обработка на радиолокационна информация

Непосредствено след приемния тракт на РЛС, след усилвателя на междинни честоти (УМЧ), в сигналния процесор се извършва откриване на сигнали, отразени от наблюдаваните цели на фона на поток от радиолокационни смущения, като се извършва оценка на координатите на целите. Координатите на всички открити цели постъпват на входа на изчислителния блок за последваща вторична обработка. Там координатите на откритите цели се използват за откриване и оценяване на траекториите им, за изчисляване параметрите на траекториите, а също така и за изглаждане и екстраполиране на координатите на целите по обработваните траектории. Данните от всеки отделен етап на сигналната обработка се съхраняват в т.нар. буферни памети (БП).

Устройството за първична обработка на радиолокационната информация представлява сигнален процесор, който изпълнява следните функции:

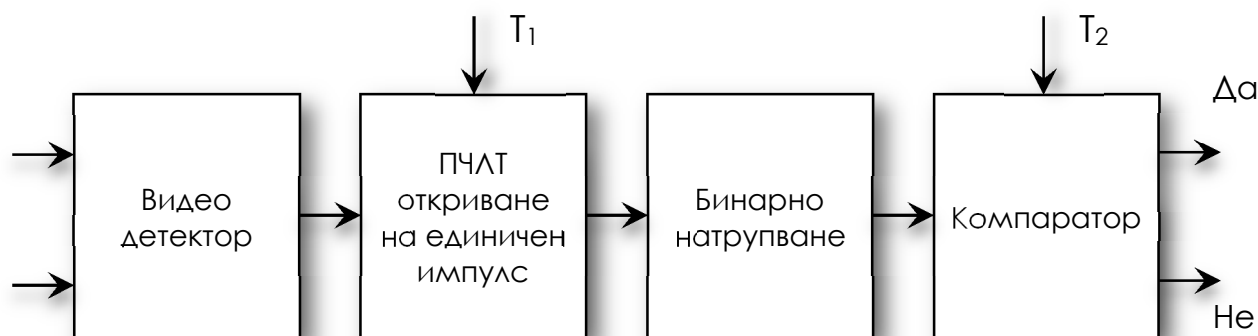
1. Отстраняване или подтискане на смущенията, откриване и отделяне на полезния сигнал, отразен от целите, с вероятност не по-малка от предварително зададена стойност;

2. Оценяване координатите на откритите цели с необходимата точност;

3. Преобразуване на информацията от целите в стандартно съобщение за състоянието им (протоколи) за по-нататъшна дообработка в блока за вторична обработка.

4. Промяна или адаптация на параметрите на откривателя на сигнали при поява на интензивни смущения.

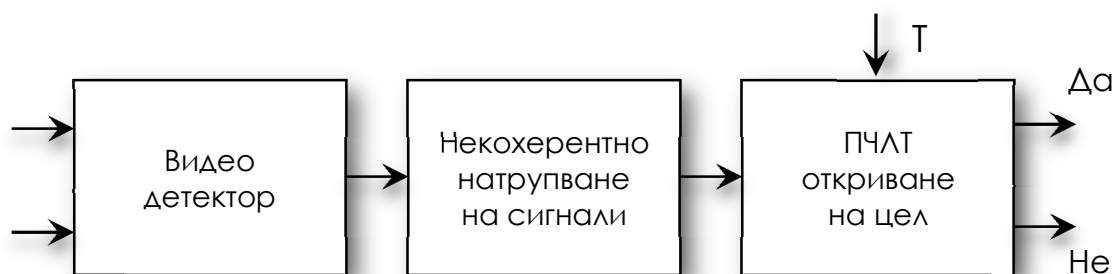
Основен етап от обработката на сигнала в сигналния процесор е натрупването на входни сигнали. За да се открие наличието на отразен от целите сигнал, в сигналния процесор се извършва сумиране на сигнала в течение на някакво време на наблюдение.



Фигура. 1.2 Бинарно натрупване на сигнали

Съществуват два основни подхода при натрупване на сигнала в сигналния процесор: *бинарно натрупване* и *некохерентно натрупване* [23, 24, 32–35, 37, 38]. При бинарното натрупване на сигнала (т.нар. бинарен откривател) се извършва последователно откриване на всеки единичен импулс посредством откривател, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ), с праг T_1 , като откриването на импулса се индицира с "1" (фигура 1.2). След това се пресмята количеството открити импулси (сумират се получените "1") и ако това количество надхвърля праг T_2 се индицира откриването на пакета импулси отразени от целта.

При некохерентното натрупване на сигнала (т.нар. некохерентни откриватели) най-напред се извършва сумиране на амплитудите (мощността) на всички постъпили на входа на откривателя импулси (фигура 1.3). Натрупаната сумарна амплитуда се сравнява с праг T , зависещ от зададен критерий за откриване. Обикновено се използва критерият на Neuman–Pearson, съгласно който се изисква максимизация на вероятността за правилно откриване на сигнала при зададено ниво на лъжлива тревога. Съгласно този критерий, прагът за откриване се определя в зависимост от зададена вероятност за лъжлива тревога. При превишаване на сумарната амплитуда над прага се взема решение за откриване на целта.



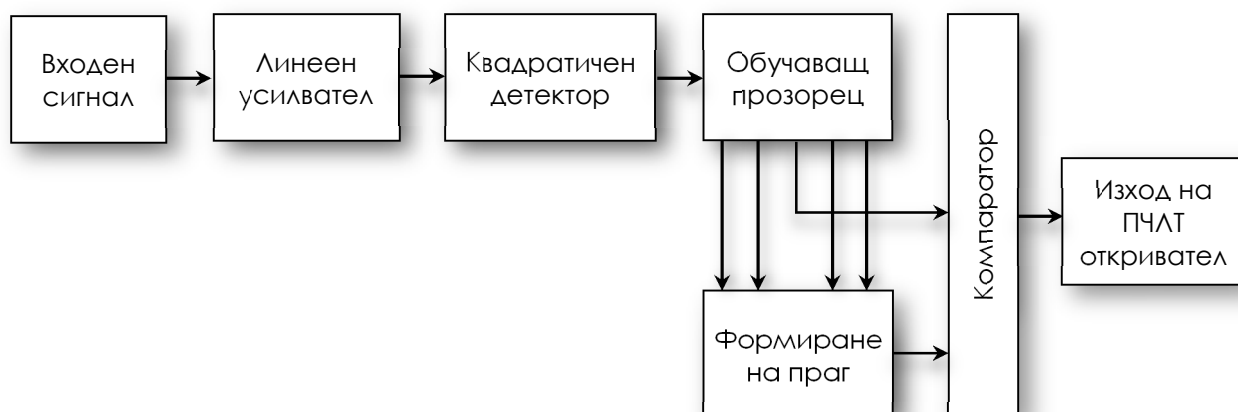
Фигура 1.3 Некохерентно натрупване на сигнали

Процесът на вторична обработка на радиолокационната информация се разделя на два етапа: откриване траекторията на целта и съпровождане на целите [42]. Откриването на траекторията на целта в процеса на вторичната обработка може да се осъществи визуално (от оператор) или автоматично (от изчислително устройство). Съпровождането на целите се изразява в непрекъснато привързване на новите получени отметки към дадените траектории, изглаждане на координатите и изчисляване на параметрите на движение на целите.

През последните години това разграничаване на отделните модули губи своята актуалност. Въпреки това, механизмите на функциониране на РЛС не са се променили съществено. В съвременните радарни системи пространството на наблюдение на радара се разделя на елементи на разрешение „далечина–азимут–ъгъл на място“ [1, 42, 139]. Елементите на разрешение на радара са съгласувани с импулсния обем на полезния сигнал. Така полученият информационен масив

съдържа смес от шумове, смущения и полезен сигнал. Откриването на радиолокационните цели се извършва в сигналния процесор, след предварително детектиране и дискретизация на входните сигнали. При обработката в сигналния процесор последователно се извършват съгласувана филтрация с единичния сигнал (или свиване на сложния сигнал), адаптивна селекция на движещи се цели, некохерентно натрупване на сигнала и адаптивно откриване на сумарния сигнал, като се сравнява стойността му с предварително формиран адаптивен праг. Радиолокационната цел се приема за открита, ако сигналът надхвърли този праг. Прагът за откриване се формира на базата на текущо оценяване на нивото на смущението в обучаващия прозорец. За оценка на нивото на смущението често се използва оценката на Finn и Johnson, предложена в [74]. Тази оценка се формира чрез осредняване на стойностите на сигнала в обучаващия прозорец. По този начин се осигурява поддържане на постоянно ниво на лъжлива тревога в процеса на откриване на целите. Такива процесори, осигуряващи постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ или *CFAR – Constant False Alarm Rate Processors*), са много ефективни при стационарни и еднородни смущения и се доближават по ефективност до оптималния откривател на Нейман–Пирсон, когато размерът на обучаващата извадка е достатъчно голям.

На фигура 1.4 е показана общата структура на такъв тип ПЧЛТ откривател, където обучаващата извадка се формира от елементи на разрешение по разстояние [124]. След съгласувана филтрация полезният сигнал преминава през квадратичен детектор на изхода, на който се получава обвиващата на сигнала. Дискретните стойности на обвиващата формират информационния масив от данни. В следващия етап от процеса на откриване се структурира обучаващ прозорец, част от елементите на който участват във формирането на прага на откриване. В компаратора се извършва сравнение на стойността на тествания елемент от обучаващата извадка със стойността на прага на откриване. Изходът на компаратора е последният етап от процеса на откриване в ПЧЛТ откривателя.



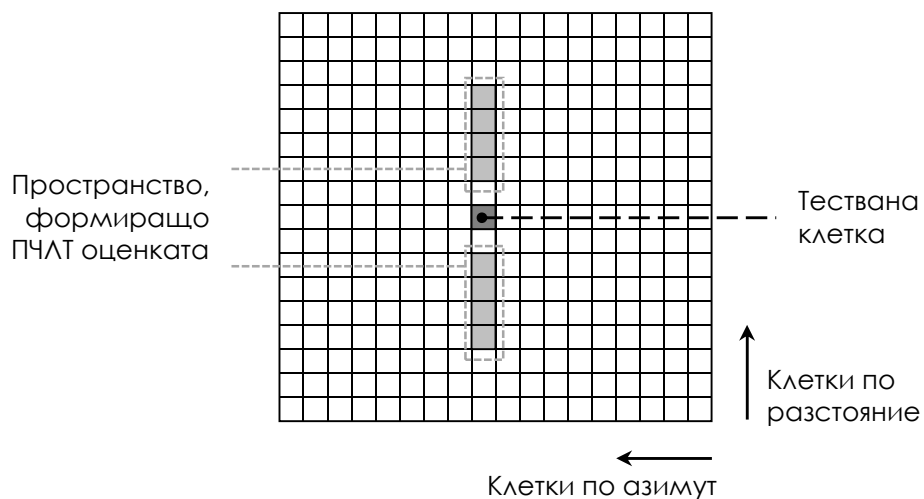
Фигура 1.4 *Обща структура на ПЧЛТ откривател*

Появата на интензивен поток от хаотични импулсни смущения (ХИС), както в обучаващата, така и в тестваната извадка, довежда до драстично влошаване на откриваемостта на радиолокационните цели. Тези смущения са нестационарни и нееднородни и са предизвикани най-често преднамерено или са резултат от действието на съседни радари или на други радиоелектронни устройства.

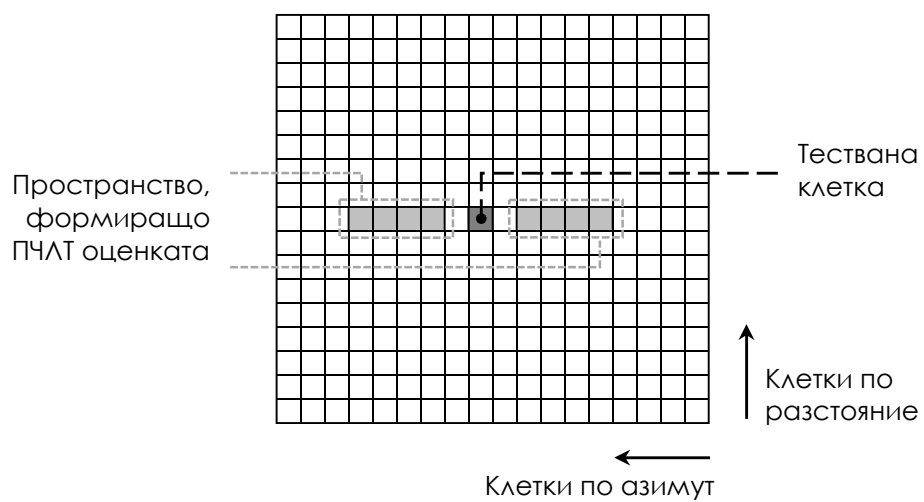
В практиката се прилагат основно три начина за формиране на обучаващия прозорец: по разстояние, по азимут, по разстояние и азимут [42].

Обучаващият прозорец се формира по разстояние, когато смущението е адитивна смес от вътрешен шум на приемника и активно смущение с постоянна мощност. Използването на прозорец по разстояние (фигура 1.5 а) е по-малко ефективно при мощни пасивни смущения, когато интензивността им се променя съществено в сравнително неголям диапазон на разстояние.

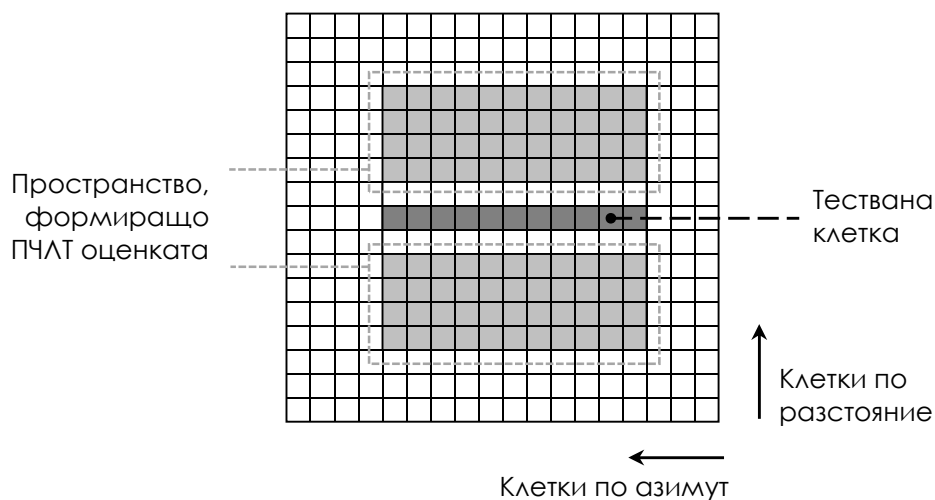
Вторият начин на формиране на извадката е „пълзящ прозорец“ по азимут (фигура 1.5 б). Този начин е неефективен при активни смущения, съществено зависими от промяната на азимута.



а) Обучаващ прозорец по разстояние



б) Обучаващ прозорец по азимут



в) Обучаващ прозорец по разстояние и азимут

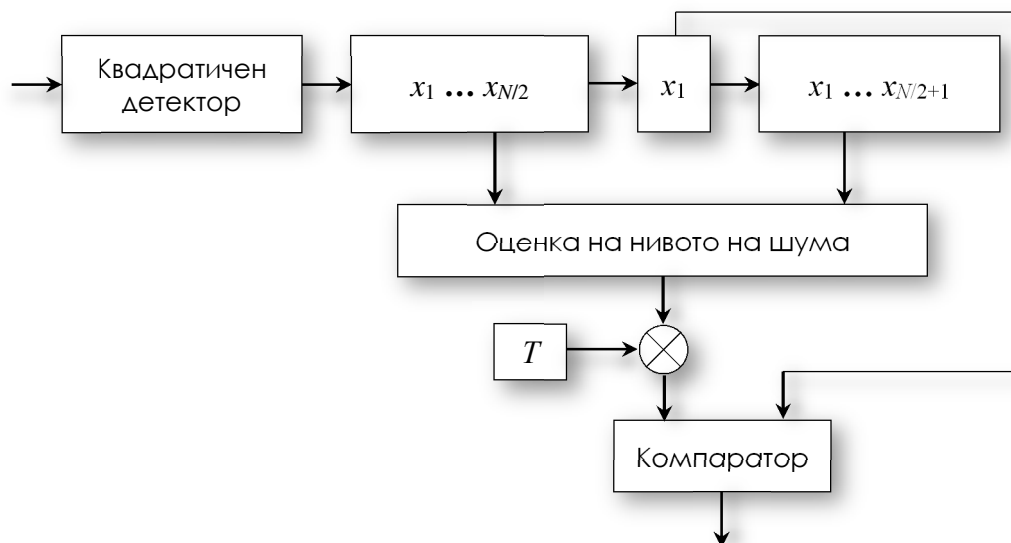
Фигура 1.5 Обучаващи прозорци на ПЧАТ - откривател

Третият начин е комбинация на първите два, т.е. формиране на двумерни обучаващи прозорци „разстояние-азимут“ (фигура 1.5 в) или „разстояние–доплеров канал“.

В практиката не е известно прилагането на общо решение относно избора на типа на обучаващия прозорец. Тази задача се решава индивидуално за всеки отделен случай.

В процеса на извършване на праговата обработка, прагът за откриване H_D се формира на базата на текущо оценяване на нивото на смущението в обучаващата извадка (фигура 1.6), като получената оценка на мощността на смущението V се умножава по предварително определен скаларен фактор T [42].

Скаларният фактор T е функция на вероятността за лъжлива тревога, на дължината на обучаващия прозорец и на шумовата среда, в която работи откривателят. Адаптивността на откривателя се гарантира от използването на адаптивен алгоритъм за определяне на скаларния фактор.



Фигура 1.6 Блокова схема на ПЧЛТ сигнален процесор

Откриването на полезния сигнал, отразен от целта в ПЧЛТ процесора, става след сравняването на тестваният елемент x_0 с прага на откриване H_D (фигура 1.6) [42].

$$H_D = VT, \quad (1.1)$$

където T е скаларен фактор, осигуряващ поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога, а V е оценката на нивото на шума, която се получава като сума от амплитудите на всички N елемента в обучаващия прозорец:

$$V = \sum_{i=1}^N x_i. \quad (1.2)$$

Откриването на единичен импулс в ПЧЛТ процесора (Det) се извършва съгласно критерия за взимане на решение (проверка на две хипотези) – за наличие (H_1) или отсъствие (H_0) на полезен сигнал.

$$Det = \begin{cases} H_1 \text{ (има сигнал),} & \text{ако } x_0 \geq H_D \\ H_0 \text{ (няма сигнал),} & \text{ако } x_0 < H_D \end{cases} \quad (1.3)$$

където H_1 е хипотезата, че в тестваната извадка е открита радиолокационна цел, а H_0 е хипотезата, че в тестваната извадка се съдържа само вътрешен шум на приемника.

Проблемът за повишаване на ефективността на ПЧЛТ процесорите при откриване на радиолокационни цели в условията на нестационарни смущения е актуален проблем, което личи от многото публикации [3–5, 7–9, 38–44, 60–63, 76–82, 85, 87, 90, 91, 94–97, 103, 106, 108–110, 112–119, 121–139, 143–147, 149, 151–153, 160–170]. Актуалното състояние на изследванията в областта на радарните системи, работещи в интензивна шумова среда е представено в [64, 71, 72, 73, 98, 99, 100].

1.2. АЛГОРИТМИ ЗА АДАПТИВНО ОТКРИВАНЕ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Алгоритмите за адаптивно откриване извършват прагова обработка на сигнали на фона на смущения с неизвестна интензивност. Процесът на приемане на решение за наличие на сигнал от целта се основава на проверка на статистическата значимост, която гарантира откриването на сигнала с постоянно ниво на лъжлива тревога. Алгоритмите за адаптивно откриване сравняват интензивността на сигнала в изследвания дискрет с адаптивен праг, който се определя чрез оценяване на нивото на смущението в съседните елементи на разрешение [39–41, 44, 57, 58].

В началото на 1970-те години Finn и Johnson [74, 75] за първи път предлагат схема на ПЧЛТ алгоритъм. През следващите тридесет години се появяват много и

различни по структура ПЧЛТ алгоритми, които са ефективни в различни радиолокационни среди. Оценяването на ефективността на алгоритмите се извършва по два начина, чрез пресмятане на загубите изразени в отношението „сигнал/шум“ спрямо оптималния алгоритъм, синтезиран при априорно известна интензивност на смущението [39, 59, 60, 110] или чрез определяне на среден праг на откриване, дефиниран от Rohling [138].

В зависимост от алгоритъма за оценка на нивото на смущението, ПЧЛТ алгоритмите се разделят на различни структурни видове, които са описани подробно в последващото изложение.

Алгоритми с осредняване по елементите в обучаващия прозорец – *CA* (*Cell Averaging*) и *MLD* (*Mean Level Detector*) алгоритми [38, 40, 43, 61, 62, 67, 95, 103, 124, 136, 138, 152, 153]. Те са ефективни при откриване на сигнали на фона на еднородни и стационарни смущения и се доближават до оптималния откривател на Нейман–Пирсон, когато размерът на обучаващата извадка е достатъчно голям [58]. Оценката на нивото на смущението в обучаващия прозорец на тези алгоритми се формира като сума на елементите в обучаващия прозорец. Загубите им пряко зависят от размера на обучаващата извадка и вероятността за лъжлива тревога [121]. Междувременно се изтъкват драстични загуби на алгоритмите при работата им в зона със силно флукутиращи смущения или при откриване на близко разположени цели [15, 23, 37, 122–125]. Осредняващият (*CA*) алгоритъм е изследван в условия на Поасонов модел на хаотични импулсни смущения от Behar в [43]. Установено е, че алгоритъмът с осредняване работи с големи загуби в отношение „сигнал/шум“ в условия на хаотични импулсни смущения.

В условията на нееднородни по мощност смущения, Hansen и Sawyers предлагат да се използва ПЧЛТ алгоритъм с „*Greatest-of*“ селекция (*GO*) [91]. Оценката на нивото на смущението на този алгоритъм се избира да бъде по-голямата сума от елементите на двете половинки на обучаващия прозорец. Вероятностните характеристики на *GO* откривателя са изследвани от Moore и Lawrence [118]. Установено е, че този алгоритъм е ефективен в условията на преходна област, между области с различна интензивност на смущенията [78, 94–97, 108–110]. В условията на една или повече смущаващи цели *GO* откривателят не е добър, наблюдава се

маскиращ ефект, който е по-силен дори от алгоритмите с осредняване [40, 41, 133, 151–153].

В [112, 113, 119] е изследван друг ПЧЛТ откривател използващ „*Smallest-of*“ логика (*SO*). Оценката на нивото на смущението на този алгоритъм се избира да бъде по-малката сума от елементите на двете половини на обучаващия прозорец. Този алгоритъм за първи път се предлага от Trunk [145] в условия на близко разположени цели, но този алгоритъм е ефективен само в случая на несиметрично разположение на целите относно тествания елемент.

Съществен проблем на ПЧЛТ алгоритмите е наличието на смущаващи цели в обучаващия прозорец (близко разположени цели). При такава ситуация е възможно предварително да се оцени нивото на смущенията в обкръжаващата среда, като по този начин нивото на адаптивния праг няма да се вдигне много. McLane в [117] представя модифициран *CA* алгоритъм, който използва компенсирания праг, базиран на предварителна информация относно локалните цели. В продължение на тази идея Al Hussaini и Ibrahim [32] изследват *GO* и *SO* алгоритми с компенсация, в резултат на което откриваемостта на сигнала се увеличава. Като недостатък на алгоритъма с компенсация може да се посочи необходимостта от априорна информация относно нивото на смущенията. В зависимост от вида на смущенията, Smith и Varshney [143] предлагат да се използват интелигентни ПЧЛТ процесори, базирани на *CA*, *GA* и *SO* алгоритмите. Този откривател използва логически операции при избора на конкретен алгоритъм.

Друг ПЧЛТ алгоритъм, посредством теглово оценяване „*Weighted Cell Averaging*“ (*WCA*) е предложен от Barkat, Himonas и Varshney в [41]. Този алгоритъм извършва теглова обработка на двете половини на обучаващия прозорец. Тегловите коефициенти, с които се умножават сумите от двете половини на обучаващия прозорец се определят предварително от условието за максимум на вероятността за правилно откриване. Съгласно [40], *WCA* алгоритъмът има по-малки загуби в сравнение с *CA* и *SO* алгоритмите, но *WCA* алгоритъмът изисква априорна информация относно интензивността на смущенията в двете половини на обучаващия прозорец.

Barbooy [38] предлага нова идея за борба с пречещи цели, посредством цензурираща схема „*Censored Cell Averaging*“ (CCA), която предварително открива броя на пречещите цели. Извършва се подреждане на клетките от обучаващия прозорец във възходящ ред, след което най-големите по мощност клетки се цензурират (нулират). Rickard и Dillard в [136] представят цензуриращ *MLD* алгоритъм (*CMLD*), който използва цензурираща процедура за премахване на клетките с най-голяма мощност и оценяват нивото на смущенията от останалите елементи. В [40, 44, 57, 79, 80, 85, 97, 115, 132, 143] са изследвани цензуриращи процедури с комбинация на различни ПЧЛТ алгоритми. В [41] е предложен обобщен цензуриращ откривател със средно ниво на откриване „*Generalized Censored Mean Level Detector*“ (*GCMLD*), в който броят на цензурираните елементи се използва за определяне на скаларния коефициент, а оценката на обучаващия прозорец се изчислява от нецензурираните елементи. В [96, 97] е изследван двупрагов алгоритъм „*Generalized Two Level Detector*“ (*GTL-CMLD*) в условия на локални цели в интензивна шумова среда. Този алгоритъм извършва цензуриране на две нива. На първото цензуриращо ниво се определя дали тестваната клетка е в регион със смущение или без смущение. Ако в тестваната клетка няма смущение, то клетките от обучаващия прозорец, които имат смущение, се цензурират (нулират), посредством изключването им при определянето на оценката на нивото на шум. В случая когато тестваната клетка съдържа смущение, се цензурират клетките, които са без смущения, или оценката на нивото на смущението се получава от клетките съдържащи смущения в обучаващия прозорец. Други такива устройства (цензуриращи) са *Excision (EXC)* откривателите [44, 66, 67, 76, 77, 79, 80, 115]. Тези алгоритми цензурират смущенията в обучаващия прозорец, като нулират смущенията с амплитуди, превишаващи определен праг. Те са по-ефективни от *SO* алгоритмите, особено в случаите когато и от двете страни на тествания елемент се съдържат смущения. При наличие на вторични цели или импулсни смущения в обучаващата извадка, независимо от местоположението им спрямо тестваната клетка, този алгоритъм е много ефективен. Най-съществен недостатък на алгоритъма е предварителният подбор на цензуриращия праг. Този алгоритъм не е добър в условия на нееднородни по мощност смущения.

Khalighi и Bastani в [110] предлагат нова схема за борба с нехомогенна шумова среда при наличие на пречещи цели. Този алгоритъм е съчетание от няколко познати структури, *EXC-GO-LOG* алгоритъм. За борбата с пречещите цели се използва *EXC* обработка, като за по-доброто им отделяне от обкръжаващата ги среда се използва логаритмичен усилвател (*LOG*). Борбата с нееднородността на шумовата среда се извършва с *GO* алгоритъм.

Друг вид ПЧЛТ алгоритми са алгоритмите използващи порядкова статистика по елементите на обучаващия прозорец „*Order Statistics*“ (*OS*) [19, 42, 49, 63, 85, 87, 91, 94, 112, 113, 119, 125, 131, 138, 139]. Този откривател подрежда елементите от обучаващия прозорец във възходящ ред по амплитуда, след което за оценка на нивото на шума се взема k -тия по ред елемент в подредбата. Rohling в [138] препоръчва да се използва при формиране на оценката елементът $k = 3N/4$, където N е големината на обучаващия прозорец. За разлика от *SO* алгоритъма, загубите в *OS* алгоритъма не зависят от разположението на вторичните цели в обучаващия прозорец. Този алгоритъм се препоръчва да се използва в случаи на наличие на вторични цели или импулсни смущения в обучаващия прозорец. Основната трудност, която възниква при практическото използване на този алгоритъм, е реализацията на сортировката в режим на реално време. Друг недостатък на алгоритъма е изборът на елемента k при голям брой пречещи смущения.

Съществуват и различни модификации на *OS* алгоритъма [49, 112, 119] с използване на половината от обучаващия прозорец, а именно *OSSO* и *OSGO* алгоритми. Те са комбинация от вече разгледаните по-горе *OS*, *GO* и *SO* алгоритми. Тези алгоритми са ефективни в условия на нееднородна шумова среда и наличие на вторични цели или импулсни смущения в обучаващия прозорец, като по-добър е *OSGO* алгоритъмът [49].

Gandhi и Kassam в [76] представят „*Generalization*“ *OS* алгоритъм известен като „*Trimmed Mean*“ алгоритъм с подредено осредняване (*TM*). Този алгоритъм подрежда във възходящ ред по амплитуда елементите в обучаващия прозорец, както *OS* алгоритъмът, след което цензурира m_1 на брой най-малки по амплитуда и m_2 на брой най-големи по амплитуда елементи от подредената извадка. Оценката на нивото

на шума се получава като сума от останалите елементи след цензурирането. Основен недостатък на метода е определянето на броя на клетките, които да се цензурират.

Дотук разгледаните ПЧЛТ алгоритми се използват за откриването на единичен импулс (сигнал), отразен от цел, в условия на различни видове смущения. Откриването на пакет радиолокационни сигнали (импулси) в практиката се извършва посредством паралелна обработка на няколко клетки по азимут. Откриването на радиолокационната цел (пакет импулси) в ПЧЛТ откривателите се осъществява посредством бинарно или некохерентно натрупване на сигнали [74].

Алгоритмите за откриване на радиолокационни сигнали с бинарно натрупване (*Binary Integration – BI*) на входен сигнал [42, 45, 58, 66, 75, 83, 95, 124] представляват двуетапна и двупрагова процедура. На първия етап се извършва адаптивно откриване на единични импулси с адаптация на първия праг към нивото на смущението (*CFAR pulse detection*), на втория етап – натрупване на откритите импулси и сравняването им с постоянен праг. Откриването на единичен импулс се осъществява посредством някой от по-горе разгледаните ПЧЛТ откриватели.

При откриване на радиолокационни изображения с некохерентно натрупване на сигнала (*Postdetection Integration – PI*), последователно се извършват некохерентно натрупване (сумиране) на сигналите в тествания прозорец и адаптивно откриване на сумарния сигнал, като се сравнява стойността му с предварително формиран адаптивен праг [44, 45, 97]. Радиолокационното изображение на обекта се открива, ако сумарният сигнал надхвърли този праг. Прагът за откриване се формира на базата на текущо оценяване на нивото на смущението в обучаващия прозорец. По този начин се осигурява поддържане на постоянно ниво на лъжлива тревога.

За подобряване на работата на ПЧЛТ алгоритмите, непрекъснато се предлагат нови методи и алгоритми. Основните посоки, в които се работи, са: подобряване на откриването на полезния сигнал на фона на различни видове смущения и увеличаване на бързодействието на алгоритмите.

За подобряването на откриването на радиолокационните цели в условия на различни видове смущения с различна интензивност, в литературата се предлагат разнообразни комбинации от по-горе представените ПЧЛТ алгоритми. В [3, 14, 22, 24, 32, 34, 42, 44, 58, 66, 76, 85, 95, 118, 122, 125] са изследвани децентрализирани

ПЧЛТ откриватели, използващи няколко на брой локални ПЧЛТ откриватели и общ контролен център за вземане на решение за наличие или отсъствие на радиолокационна цел. Barkat и Varshey в [39, 40] предлагат използването на децентрализирани системи за откриване на радиолокационни цели. Тези откриватели се състоят от много на брой радарни локатори и ПЧЛТ откриватели. На изхода на всеки ПЧЛТ откривател се взема решение за наличие на сигнал. Информацията от всички откриватели постъпва в общ контролен център за управление, който ръководи работата на всеки един от откривателите, и той взема крайното решение за наличие на цел. Недостатък на децентрализирания метод е необходимостта от няколко на брой независими ПЧЛТ откриватели, работещи в паралел.

За увеличаването на бързодействието на ПЧЛТ алгоритмите, с цел използването им за работа в реално време, в литературата се предлагат различни методи и алгоритми. В [19, 20, 21, 22, 144], Sosulin предлага подход на последователен ПЧЛТ откривател, който намалява времето за вземане на решение за наличие или отсъствие на цел. Този подход използва критерия на последователен наблюдател [5, 12]. Той използва двупрагов подход при вземането на решение за наличие на сигнал. Алгоритъмът спира, когато натрупаният сигнал в откривателя превиши по-големия от праговете или когато пропадне под нивото на по-ниския праг, независимо че до края на процедурата има още време [144]. При практическата реализация на ПЧЛТ алгоритмите в реално време се решава основната задача, свързана с разпаралеляването на алгоритъма и с избора на оптимална изчислителна архитектура. В [45, 103] се използват два подхода за паралелизация на процеса на обработка, а именно едночипови паралелни систолически архитектури и многочипови паралелни архитектури предназначени за решаване на широк кръг от задачи. Ефективността на паралелната архитектура се оценява, както с количеството процесорни елементи, така и с броя изчислителни стъпки, необходими за реализацията на изчислителния процес.

1.3. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА ДЕЙСТВИЕ НА ПЧЛТ АЛГОРИТМИТЕ

За определянето на ефективността на ПЧЛТ алгоритмите в литературата се използват два начина.

1.3.1. КОНВЕНЦИОНАЛЕН МЕТОД

При конвенционалния метод се определят загубите в отношението „сигнал/шум“ спрямо оптимален алгоритъм, синтезиран при априорно известна интензивност на смущението (в условията на бял Гаусов шум) [23, 42, 66, 124]. Загубите се пресмятат, като:

$$\Delta S_{[dB]} = S_{CFAR[dB]} - S_{opt[dB]} \quad \text{при} \quad P_D^{CFAR} = P_D^{opt}, \quad (1.4)$$

където S_{CFAR} е отношението „сигнал/шум“, при което се постига дадена вероятност за правилно откриване при постоянна вероятност за лъжлива тревога, S_{opt} е отношението „сигнал/шум“, при което се постига същата вероятност за правилно откриване и лъжлива тревога, но в оптималния приемник.

1.3.2. СРЕДЕН ПРАГ НА ОТКРИВАНЕ

Алтернативен на горния метод за определяне на ефективността на действие на ПЧЛТ откривател е използването на среден праг на откриване (*Average Decision Threshold* – *ADT*), предложен от Rohling [138]. Този метод изчислява среден праг, нормализиран със средната стойност на шума $\lambda_0 > 0$, за вероятност за правилно откриване $P_D = 0.5$. Дефиницията е:

$$ADT = E(VT) / \lambda_0, \quad (1.5)$$

където V е оценката на нивото на смущението в обучаващата извадка, λ_0 е средната мощност на шума, T е мащабен коефициент, E е математическо очакване.

Определянето на загубите между два ПЧЛТ процесора за една и съща шумова среда може да се изчисли като отношение на два средни прага на откриване [138, 139]:

$$\Delta[dB] = 10 \cdot \log \frac{E(T_1 V_1)}{E(T_2 V_2)}. \quad (1.6)$$

В литературата много често загубите се изчисляват спрямо оптималния откривател [76], който има среден праг на откриване:

$$ADT_{opt} = -\ln(P_{fa}). \quad (1.7)$$

където P_{fa} е вероятността за фалшива тревога.

1.4. МОДЕЛИ НА ОТРАЗЕНИ СИГНАЛИ ОТ РАДИОЛОКАЦИОННИ ЦЕЛИ И СМУЩЕНИЯ

В настоящия параграф са зададени моделите на сигналите и смущенията, които ще бъдат използвани в настоящата дисертация. Използват се разпределения на хаотични импулсни смущения, предложени в [1, 4, 12, 15, 101]. Маркирани са ограниченията на сигналите и смущенията в дисертацията. Определена е условна граница между Поасоново и биномно разпределение на импулсните смущения.

1.4.1. МОДЕЛИ НА РАДИОЛОКАЦИОННИ СИГНАЛИ, ОТРАЗЕНИ ОТ ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ

В радиолокацията откриването на целите се извършва след няколко последователни наблюдения на целта. Ехо-сигналът, постъпващ на входа на приемника, е различен в зависимост от скоростта на движение на целта, което съответства на флуктуацията на целта [23, 101]. Съществуват няколко базисни приближения, които се прилагат за откриване на пакет от флуктуиращи некохерентни импулсни сигнали. Когато ехо-сигналът от радарната цел се състои от няколко относително силни постоянни отражения (блестящи точки), то амплитудата и фазата на съставния ехо-сигнал са зависими от пространствената ориентация на наблюдаваната цел.

В литература се разглеждат два случая за ориентация на целта [101]:

1. Ориентацията на радиолокационната цел се променя бавно във времето спрямо последователността от сондиращите импулси. Това се изразява в сравнително неизкривен импулсен ехо-сигнал, като началната фаза и пълната амплитуда зависят от моментната ориентация на целта. Ориентацията на целта е прието да се променя достатъчно бавно от сканиране до сканиране, така че ехо амплитудата и началната фаза във всички сканирания да са статистически независими.

2. Ориентацията на целта се променя бързо във времето спрямо сондиращите импулси от едно сканиране, но са по-бавни от продължителността на един импулс. Това се изразява в статистически независима амплитуда и начална фаза за всеки импулс в реда.

Флукутиращите ехо-сигнали от сканиране до сканиране или от импулс до импулс са често срещани в радарната практика. Флукутиращите сигнали, които са на границата между тези два случая, са трудни за анализ и се ограничават в горните два.

Разпределението на ехо-сигнала от целта се променя случайно, но за съставяне на модела на целта тя трябва да бъде известна предварително или да бъде зададена. На практика би могло тя да се намери експериментално от амплитудата на ехо-сигнала от целта, която е сума на ехо амплитудите от малки и много на брой светещи точки (отражаващи повърхности), в този случай флукутиациите са с Релеева плътност на разпределение. Пример за такова разпределение е отражението от самолет или дъжд. В практиката съществува и друг случай, при който амплитудата на ехо-сигнала се получава от една голяма отразяваща площ, състояща се от много на брой светещи точки и няколко по-малки отразяващи площи. Пример за такова отражение са бойни ракети или сателитни спътници. Това приблизително се описва с хи-квадрат разпределение. Релеевото разпределение е частен случай на хи-квадрат разпределението с две степени на свобода.

При обзорните радиолокационни системи, откриването на целите се извършва след няколко последователни наблюдения на целта. Ехо-сигналят постъпващ на входа на приемника е различен в зависимост от скоростта на движение на целта, което съответства на флукутиацията на целта [24, 26, 42, 66, 101]. Свърлинг (Swerling) разглежда четири случая, различаващи се по характера на флукутиация на сигнала и от направеното предположение за вероятностните свойства на плътността на разпределение на отразения ехо-сигнал. Подробен статистически анализ на моделите на флукутиация на сигнала са представени в [11, 14, 18, 23, 25, 42, 101, 138].

Модел Свърлинг I описва цел с флукутиращ некохерентен импулсен ехо-сигнал от сканиране до сканиране (бавно флукутираща цел). Този модел приема, че квадратът на амплитудата на импулсната последователност е случайно променящ се сигнал с експоненциално разпределение след квадратичния детектор. Началните

фази на всички импулси се допуска да бъдат статистически независими, случайно променящи се с еднакво вероятностно разпределение. Плътностната функция на разпределение на квадрата на обвиващата в този случай се дава с изрази [14, 101]:

$$f(x|H_i) = \begin{cases} H_1: & \frac{1}{\lambda_0(1+s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s)}\right) \\ H_0: & \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) \end{cases}, \quad (1.8)$$

където $\lambda_0 > 0$ е средната мощност на шума на приемника, s е отношението „сигнал/шум“.

Модел Свърлинг II описва цел с флукутиращ некохерентен импулсен ехо-сигнал от импулс до импулс (бързо флукутираща цел). Свърлинг II се различава от Свърлинг I с това, че амплитудата на всички импулси при едно сканиране са статистически независими и случайно променящи се с експоненциално разпределение. Началните фази на всички импулси в реда се приемат отново да бъдат независими с еднаква вероятностна плътност. Функцията на разпределение е както в (1.8), но флукутиациите са независими от импулс до импулс.

Модел Свърлинг III, описва цел с хи-квадрат флукутиращ некохерентен импулсен ехо-сигнал от сканиране до сканиране. Този модел приема, че амплитудата на отразения ехо-сигнал от сканиране до сканиране е случайно променяща се с хи-квадрат разпределение. Плътностната функция на разпределение в този случай се дава с изрази:

$$f(x|H_i) = \begin{cases} H_1: & \frac{4x}{(\lambda_0(1+s))^2} \exp\left(\frac{-2x}{\lambda_0(1+s)}\right) \\ H_0: & \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) \end{cases}, \quad (1.9)$$

където както бе отбелязано по-горе при $\lambda_0 > 0$.

Модел Свърлинг IV описва цел с хи-квадрат флукутиращ некохерентен импулсен ехо-сигнал от импулс до импулс. Този модел разглежда случая, когато амплитудите на всички импулси от едно сканиране са статистически независими и случайно променящи се с хи-квадрат разпределение. Функцията на разпределение е както в (1.9), но флукутиациите са независими от импулс до импулс.

Модели на целта Сверлинг I и III разглеждат бавно флукутиращи цели, като ехо-сигналът се счита за сложен и корелиран от импулс до импулс, но независим от сканиране до сканиране. Модели на целта Сверлинг II и IV разглеждат бързо флукутиращи цели, като ехо-сигналът се счита за независим от импулс до импулс.

Плътността на разпределение на квадрата на обвиващата, за тези четири модела на целта в най-общ вид се задават като [5, 101]:

$$f(x) = \frac{1}{\Gamma(K)} (K / \sigma_{av})^K x^{K-1} \exp(-Kx / \sigma_{av}), \quad x > 0 \quad (1.10)$$

където x е отношението „сигнал/шум“ за единичен импулс на входа на откривателя, $\sigma_{av} > 0$ е средната стойност на x , $K > 0$ е флукутиращ параметър, заемащ стойности $K = 1, L, 2, 2L$ и $K = \infty$, съответстващи на модели на целта Сверлинг I, II, III, IV и нефлукутираща цел, L е броят на сондиращите импулси.

В настоящата работа се използва модел на целта Сверлинг II, който описва пакет от ехо-сигнали, отразени от бързо движеща се цел с Релеева плътност на разпределение.

1.4.2. МОДЕЛИ НА ШУМ И ХАОТИЧНИ ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ

В съвременната теория за обработка на радиолокационната информация се разглеждат различни видове радиолокационни шумове и смущения. В дисертацията е разгледан случаят, когато радарът работи в условията на импулсни смущения, породени от работата на съседни радари или други радиоелектронни средства. При отсъствие на полезен сигнал на входа на приемника, е прието, че приемният тракт на радара ще включва адитивна смес от шум и несинхронни импулсни смущения. Прието е също, че шумът е стационарен в клетките на разрешение на радара по далечина и азимут, (еднороден случаен процес) породен от вътрешния шум на приемника. Функцията на разпределение на обвиващата на шума и съответстващата ѝ плътност са обозначени с $F_1(x)$ и $f_1(x)$. По-надолу е прието, че шумът е нормален, което отговаря на Релеево разпределение на обвиващата след квадратичен детектор [16].

Хаотичните импулсни смущения (ХИС) се получават от работата на съседни радары или други радиоелектронни устройства, работещи в един и същ или близък честотен диапазон, както смущаваната радиолокационна станция [1]. Тяхната поява е случайно некорелирано събитие, което постъпва на входа на приемника и води до драстично влошаване на ефективността на действието на радиолокационния откривател. Мощността на импулсния шум на входа на приемника в повечето случаи превишава по мощност шума и полезния сигнал. По-голямата мощност води до това, че приемането може да се осъществи не само от главния лист на диаграмата на насоченост на антената, но и от страничните листа, което създава ефект на „размножаване“ на шума.

В дисертацията е избран модел на ХИС, който се представя като последователност от радиоимпулси със зададено честотно запълване, случайна амплитуда, продължителност равна на продължителността на импулса на сигнала, интервал между съседните импулси, изменящ се по случаен закон и вероятност за поява [16]. Тези ограничения за ХИС се приемат при всички направени разглеждания в настоящата дисертация.

Амплитудата на импулсните смущения в най-общия случай е случайна. В някои случаи се предполага, че амплитудата не превишава много средноквадратичната стойност на шума λ_0 и на амплитудата на полезния сигнал. В други случаи се счита, че разпределението на амплитудите на импулсните смущения е произволно, в частност Релеево със средноквадратична стойност на смущението λ_1 [16].

В дисертационния труд е прието разпределението на амплитудите на ХИС да е Релеево, с отношение „смущение/шум“ (*Interference-to-Noise Ratio – INR*): $r_j = \frac{\lambda_1}{\lambda_0}$.

Периодът на повторение на ХИС е случаен и се приема, че е кратен на интервала на разрешение на радара по далечина Δt (определен от продължителността на импулса на полезния сигнал), т.е. $T = q\Delta t$, където q приема различни целочислени стойности. Тъй като периодът T се изменя във времето, необходимо е да се използват средните стойности на периода T_j [16]. Прието е също, че продължителността на импулса на смущението е равна на продължителността на импулса на сигнала $\tau = \Delta t$, където Δt е интервал на разрешение на радара.

Вероятността за поява на импулсно смущение в даден елемент на разрешение на радара e_0 се определя като [1, 16, 101]:

$$e_0 = \frac{\tau}{T_j} = \tau F_j, \quad (1.11)$$

където F_j е средната честота на повторение на импулсните смущения.

Функцията на разпределение на обвиващата на сместа от импулсни смущения и шума на приемника и съответстващата им плътност са означени с $F_2(x)$ и $f_2(x)$, параметър на които се явява величината $\lambda_0(r_j + 1)$ [1, 16].

ХИС в най-общия случай са несинхронен импулсен шум. За модел на потока на ХИС с малка интензивност обикновено се приема Поасонов поток [1, 16, 101]. От теорията за потоците е известно, че сумата на няколко несинхронни регулярни потока образува поток близък до Поасонов. Това дава основание да се приеме, че сигналите от няколко радиолокационни станции образуват Поасонов поток от ХИС. Както е известно, Поасоновият поток притежава свойствата отсъствие на последствие и ординарност [16, 17]. Това означава, че вероятността за поява на импулсно смущение в дадена клетка на разрешение на радара не зависи от появата на импулсно смущение в друга клетка и вероятността за попадане на повече от едно импулсно смущение в интервала на разрешение на радара по далечина Δt е пренебрежимо малка.

При отсъствие на полезен сигнал на входа на приемника клетките на разрешение на радара, са запълнени с шум от приемника и хаотични импулсни смущения, които се появяват с вероятност e_0 . В този случай функцията на разпределение на обвиващата на тази смес от шум и ХИС се определя от формулата за пълна вероятност на описваното разпределение [1]:

$$F_p(x) = (1 - e_0) F_1(x) + e_0 F_2(x). \quad (1.12)$$

Плътността на разпределение има вида:

$$f_p(x) = (1 - e_0) f_1(x) + e_0 f_2(x). \quad (1.13)$$

Свойството ординарност на Поасоновия поток, което се състои в това, че вероятността за едновременна поява на повече импулсни смущения в една клетка на разрешение на радара е безкрайно малка величина в сравнение с вероятността за

поява на един импулс. Поасоновият закон, известен още и като закон на „редките събития“, се характеризира с голяма стойност на отношението $\frac{T_j}{\tau} \gg 1$. При малки стойности на средния период на повторение на хаотичните импулсни смущения T_j и сравними с него продължителност на полезния сигнал $\tau = \Delta t$, Поасоновият поток се оказва груб. В такъв случай е по-уместно да се използва модел на потока с биномно разпределение на импулсите. Такъв поток се характеризира с параметър e , съответстващ на интензивността (честотата, плътността) на поява на импулсните смущения [1, 16].

В повечето случаи само военните автоматизирани системи за управление на въздушното движение в специални ситуации по време на конфликти, работят в условия на интензивни, биномно разпределени импулсни смущения, преднамерено организирани от противника. Тези смущения се различават по вида на генерирането им, по характера на въздействие, по интензивност, по ширина на спектъра, по структура на излъчването. При големи стойности на вероятността за поява, когато Поасоновият модел се оказва приближен, свойството ординарност се нарушава, т.е. нужно е да се отчете вероятността за съвместна поява на две импулсни смущения в една клетка на разрешение на радара. В такива случаи вероятността за поява на ХИС в клетките на разрешение на радара се приема за:

$$e_0 = 2e(1-e) + e^2. \quad (1.14)$$

Функцията на разпределение в този случай има вида [1, 16]:

$$F_B(x) = (1-e)^2 F_1(x) + 2e(1-e) F_2(x) + e^2 F_3(x). \quad (1.15)$$

Плътността на разпределение има вида:

$$f_B(x) = (1-e)^2 f_1(x) + 2e(1-e) f_2(x) + e^2 f_3(x), \quad (1.16)$$

където $F_3(x)$ и $f_3(x)$ са функцията и плътността на разпределение на шума за две импулсни смущения, $(1-e)^2$ е вероятността за отсъствие на импулсни смущения в клетките на разрешение, $2e(1-e)$ е вероятността за поява на едно импулсно смущение в дадена клетка на разрешение, e^2 е вероятността за поява на две импулсни смущения в дадена клетка на разрешение на радара.

В настоящата работа е прието, че разпределението на шума и сместа от шум и ХИС е Релеево с плътности, имащи вида [1, 16, 101]:

$$f_1(x) = \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right), \quad (1.17)$$

$$f_2(x) = \frac{1}{\lambda_0(1+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+r_j)}\right). \quad (1.18)$$

В този случай плътността на вероятността на Поасоновия модел на ХИС (1.13) има вида [101]:

$$f_P(x) = \frac{(1-e_0)}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) + \frac{e_0}{\lambda_0(1+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+r_j)}\right). \quad (1.19)$$

В случай на големи стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, когато потокът е биомнен, се използва и плътността на разпределение на шум и две импулсни смущения:

$$f_3(x) = \frac{1}{\lambda_0(1+2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+2r_j)}\right). \quad (1.20)$$

В този случай плътността на вероятността на биомно разпределените ХИС (1.16) има вида:

$$f_B(x) = \frac{(1-e)^2}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) + \frac{2e(1-e)}{\lambda_0(1+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+r_j)}\right) + \frac{e^2}{\lambda_0(1+2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+2r_j)}\right). \quad (1.21)$$

1.4.3. МОДЕЛИ НА РАДИОЛОКАЦИОННИ СИГНАЛИ, ОТРАЗЕНИ ОТ ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ, ШУМ И ХАОТИЧНИ ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ

В дисертацията е прието, че при наличие на полезен сигнал на входа на приемника приемният тракт на радара ще включва смес от сигнал, шум и хаотични импулсни смущения. В настоящата работа се използва модел на целта тип Сверлинг II, който описва пакет от ехо-сигнали, отразени от бързо движеща се цел с Релеева плътност на разпределение. Шумът е стационарен, породен от вътрешния шум на приемника. Той е нормален, което отговаря на Релеево разпределение на обвиващата. Функцията на разпределение на обвиващата на сместа от сигнал и шум и съответстващата ѝ плътност са означени с $F_{s1}(x)$ и $f_{s1}(x)$.

При наличие и на ХИС с вероятност за поява e_0 (Поасонов поток) клетките на разрешение на радара са запълнени със смес от сигнал, шум и хаотични импулсни смущения [1, 16]. Функцията и плътността на разпределение на обвиващата в този случай са означени с $F_{s2}(x)$ и $f_{s2}(x)$.

Пълната функция на разпределение на описаната по-горе ситуация се получава, като се отчете, че вероятността за непоява на ХИС е $(1 - e_0)$ и вероятността за поява на импулсни смущения е (e_0) . В този случай функцията на разпределение на обвиващата добива вида [1, 16]:

$$F_{sP}(x) = (1 - e_0) F_{s1}(x) + e_0 F_{s2}(x). \quad (1.22)$$

Плътността на разпределение има вида:

$$f_{sP}(x) = (1 - e_0) f_{s1}(x) + e_0 f_{s2}(x). \quad (1.23)$$

Приема се, че вероятността за едновременна поява на повече импулсни смущения в една клетка на разрешение на радара е безкрайно малка величина в сравнение с вероятността за поява на един импулс. Това свойство е характерно за Поасонов поток.

Когато продължителността на импулсните смущения не е пренебрежимо малка в сравнение със средния период на повторение (вероятността за поява на ХИС е голяма), в дисертацията е използван модел на потока с биномно разпределение. Функцията на разпределение на обвиващата в този случай има вида [1, 16]:

$$F_{sB}(x) = (1 - e)^2 F_{s1}(x) + 2e(1 - e) F_{s2}(x) + e^2 F_{s3}(x). \quad (1.24)$$

Плътността на разпределение на обвиващата има вида:

$$f_{sB}(x) = (1 - e)^2 f_{s1}(x) + 2e(1 - e) f_{s2}(x) + e^2 f_{s3}(x), \quad (1.25)$$

където $F_{s3}(x)$ и $f_{s3}(x)$ са функцията и плътността на разпределение на сигнала плюс шум и две импулсни смущения.

В настоящата работа е прието, че разпределението на сигнал плюс шум и сместа от сигнал, шум и ХИС е Релеево с плътности, имащи вида [1, 16]:

$$f_{s1}(x) = \frac{1}{\lambda_0(1+s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s)}\right), \quad (1.26)$$

$$f_{s2}(x) = \frac{1}{\lambda_0(1+s+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s+r_j)}\right), \quad (1.27)$$

където s е средната стойност на отношението „сигнал/шум“. В този случай плътността на вероятността при Поасонов модел на ХИС (1.23) има вида [101]:

$$f_{sP}(x) = \frac{(1-e_0)}{\lambda_0(1+s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s)}\right) + \frac{e_0}{\lambda_0(1+s+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s+r_j)}\right). \quad (1.28)$$

В случая на големи стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, когато моделът е биномен, е използвана и плътността на разпределение на шума и две импулсни смущения:

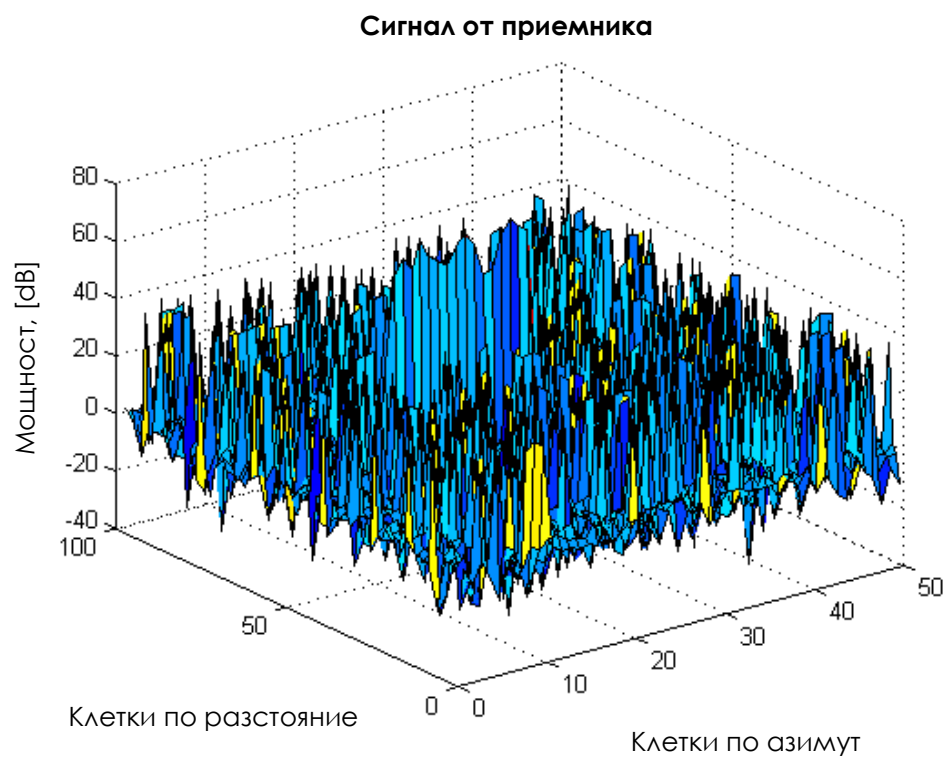
$$f_{s3}(x) = \frac{1}{\lambda_0(1+s+2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s+2r_j)}\right). \quad (1.29)$$

В този случай плътността на вероятността при биномно разпределение на хаотичните импулсни смущения (1.25) има вида:

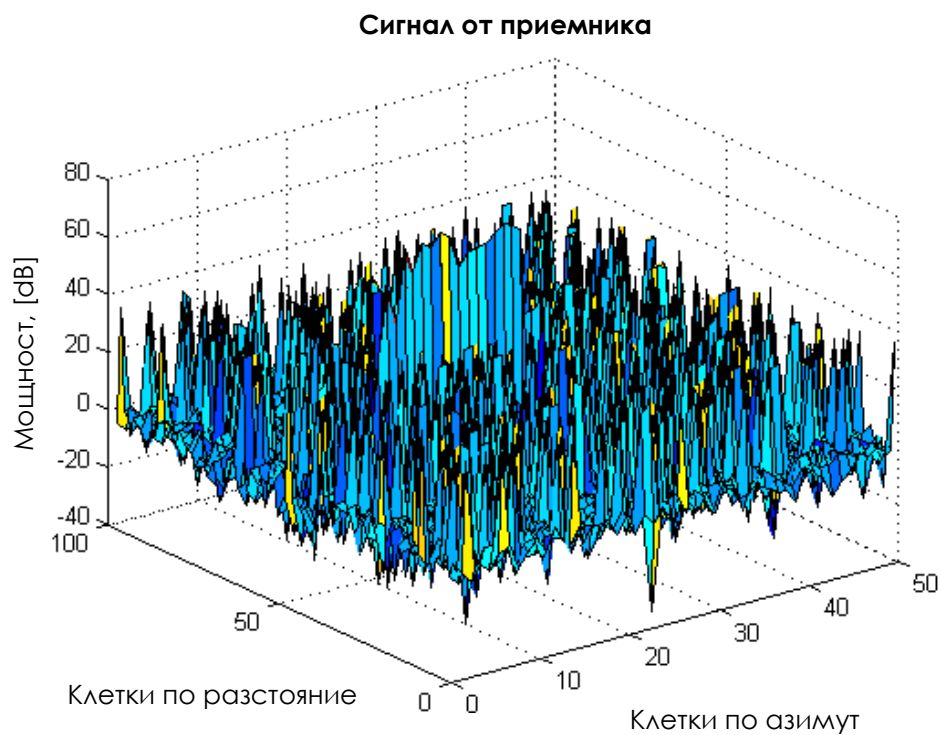
$$f_{sB}(x) = \frac{(1-e)^2}{\lambda_0(1+s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s)}\right) + \frac{2e(1-e)}{\lambda_0(1+s+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s+r_j)}\right) + \frac{e^2}{\lambda_0(1+s+2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s+2r_j)}\right). \quad (1.30)$$

На фигура 1.7 е показан видът на двата потока (a – Поасонов, b – биномен), като клетките несъдържащи полезен сигнал са запълнени с вътрешен шум на приемника и ХИС (1.19 и 1.21), а клетките съдържащи сигнал са запълнени с разпределения от вида показан в (1.28 и 1.30).

Представените резултати на фигура 1.7 са получени при средна мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$, при отношение „сигнал/шум“ $s = 70$ [dB], при отношение „смущение/шум“ $r_j = 30$ [dB] и за честота за поява на ХИС и за двете разпределения $e_0 = 0.1$. В литературата не е точно регламентирана границата между двата потока. Както се вижда и от резултатите, представени на фигура 1.7, при честота на поява на ХИС 0.1, двата модела много си приличат.



а) Поасонов модел на ХИС



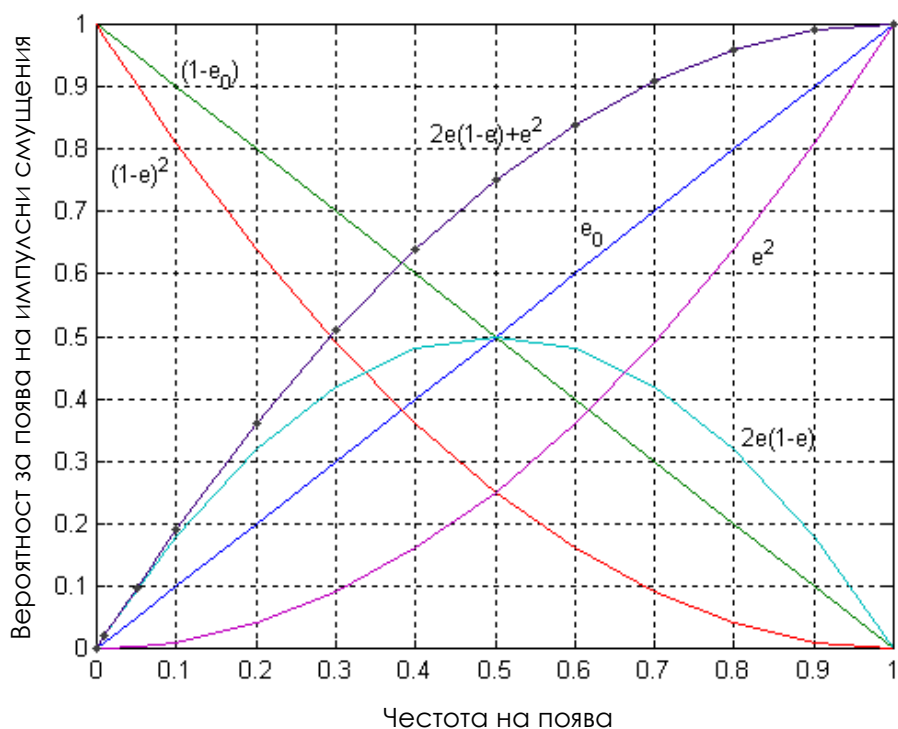
б) Биномен модел на ХИС

Фигура 1.7 Клетки на разрешение на радара

Това налага допълнително изследване на Поасоновия и биномния поток с цел да се определи някаква условна граница между тях. Определянето на тази граница не е задача на настоящата дисертация, затова тя е определена условно, както приетата в [11].

С увеличаване на честотата на поява на импулсните смущения, видът на потока се променя от Поасонов в биномен [1, 16]. Това води от своя страна до неподдържане на постоянна вероятността за лъжлива тревога в откривателя. По тази причина в [11] са изследвани и двата модела, за да се определи чувствителността на ПЧЛТ откривателя към промяната на вида на потоците.

Получените резултати за вероятността за поява на ХИС в една клетка на разрешение на радара във функция на честотата на поява на Поасонов и биномен поток на ХИС са показани на фигура 1.8.



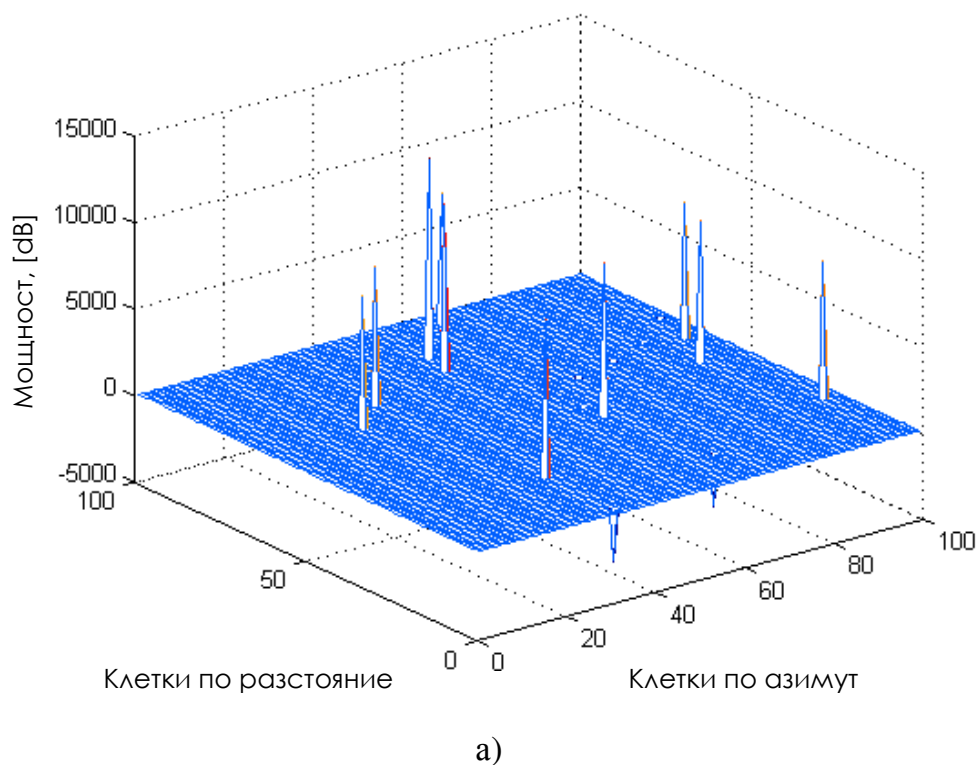
Фигура 1.8 Вероятност за поява на ХИС във функция на честотата на появата им

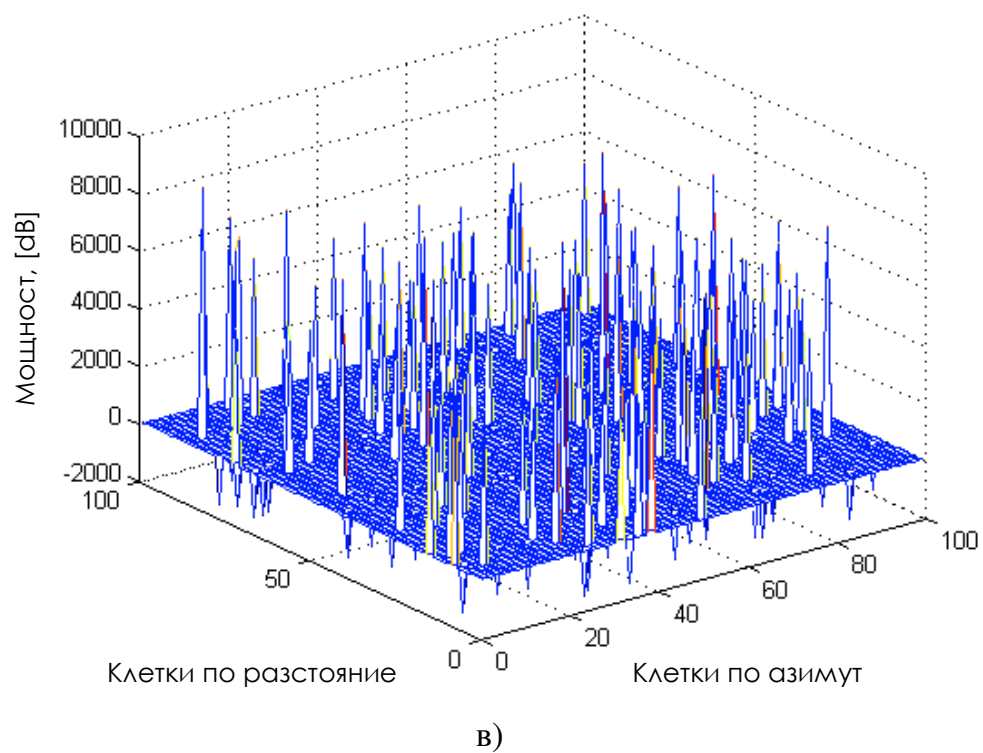
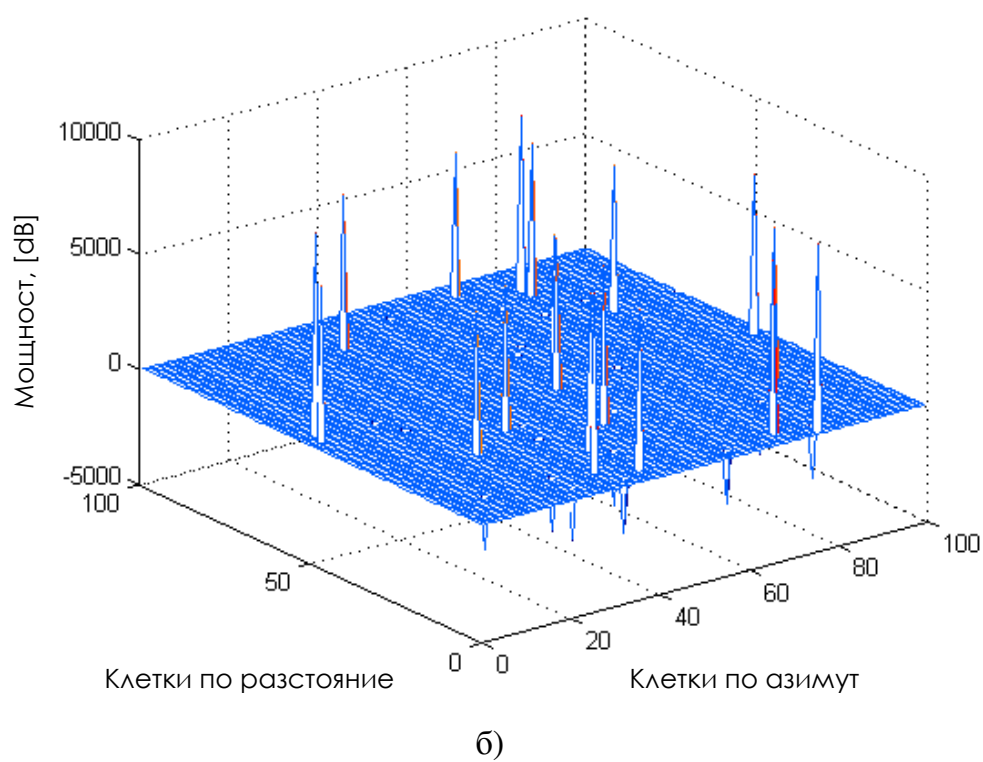
Честотата на поява на ХИС за Поасонов поток съвпада с вероятността за тяхната поява (фигура 1.8). Това се дължи на факта, че ХИС с Поасоново разпре-

деление се получават само в една клетка на разрешение на радара. При биномен модел вероятността за поява на ХИС е (1.14), тя е по-висока от честотата на поява на ХИС. Това е така, защото продължителността на импулсните смущения е по-голяма от една клетка на разрешение на радара при биномно разпределени ХИС.

На фигура 1.8 са представени получените резултати за вероятностите за поява и непоява на ХИС при Поасонов поток (e_0) и $(1 - e_0)$, вероятностите за поява на ХИС e^2 , $2e(1 - e)$ и $(1 - e)^2$, със средна мощност $2r_j$, r_j и вероятността за непоява в случай на биномен модел на поток.

Разликите между Поасоновия и биномния поток, във функция на честотата за поява на ХИС, са показани на фигура 1.9. От фигурите се вижда, че разликата между двата потока се увеличава с увеличаването на честотата за поява на ХИС. От направеното изследване в [11] на двете разпределения на ХИС е показано, че за ХИС с честотата на поява между 0 и 0.1 двата потока са близки. При по-висока интензивност на ХИС Поасоновият модел на потока не е коректен и е за предпочитане да се работи с биномен поток.





Фигура 1.9 Разлики между Поасонов и биномен поток на ХИС

Разликите между двата потока, показани на фигура 1.9, са получени посредством математическо изваждане на моделиран Поасонов и биномен поток. Потоците са моделирани с помощта на изрази (1.19) и (1.21), при честота на поява на ХИС за пример а) 0.05, за пример б) 0.1 и за пример в) 0.2. Като резултат от разликата между двата потока остават само импулсите с удвоена мощност. От получените резултати, представени на фигура 1.9, условно може да се приеме, че границата между двата потока е при честота за поява на ХИС около 0.1.

1.5. ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА СИГНАЛИТЕ ЗА АДАПТИВНО ОТКРИВАНЕ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Разработването на нови оригинални, високоефективни алгоритми за обработка на радиолокационната информация, които да са реализуеми за работа в реално време, е един актуален научен проблем. През последните години все по-широко приложение намират алгоритмите за извличане на полезна информация за поведението на наблюдаваните цели чрез математическа трансформация на приетите сигнали, при което се получават оценки на параметрите на движещите се цели с изключително голяма точност при много динамична радиолокационна обстановка. Разработването на шумоустойчиви и надеждни алгоритми за едновременно откриване на траекторията и на целта е задача, на която е посветен настоящият дисертационен труд.

1.5.1. ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ХОХ

На 18.XII.1962 г., Американското патентно ведомство издава патент 3,069,654 „Методи и средства за разпознаване на комплексни изображения“ на името на Paul V. C. Hough, [102].

Хох трансформацията представлява математическо преобразуване, при което задачата за намиране на определени особености на обработваното изображение, състоящо се от точки, дефинирани в пространство на особеностите (*Feature Space*), се трансформира в задачата за откриване на наличието на групи от точки в

пространството на параметрите (*Parameter Space*). Хох трансформацията за откриване на прави линии се явява частен случай на Радоновата трансформация, която за двумерното Евклидово пространство и произволна обобщена функция $F(x, y)$ има вида:

$$f(\theta, \rho) = R\{F\} = \iint_D F(x, y) \delta(\rho - x \cos \theta - y \sin \theta) dx dy, \quad (1.31)$$

където $\delta(\cdot)$ е функцията на Дирак, дефинираща интеграла по направлението на права, зададена с уравнението $\rho = x \cos \theta - y \sin \theta$, $R\{F\}$ е Радонова трансформация, $F(x, y)$ е функция в пространството на особеностите.

Така дефинираната Хох трансформация и до днес намира приложение като основен инструмент в анализа и алгоритмите за разпознаване на образи [68–70, 84, 86, 88, 89, 93, 104, 105, 107, 120, 140–142, 148, 154–156, 158, 159].

Хох трансформацията намира приложение в алгоритмите за подобряване на качеството на картите използвани в Google Earth [11, 111, 150], за откриване на улици, реки и други праволинейни обекти. Многосензорна система за позициониране на цели в градски условия, използваща обобщена Хох трансформация за прецизно определяне на силуетите на обектите, е представена в [11]. В [69, 141] Хох трансформацията се използва за откриване на прави линии в изображения, получени при видеонаблюдение на пътното платно пред автомобил. Изследваните алгоритми са предназначени за системи за навигация и следене на пътното платно от автоматизирана система. Алгоритмите са тествани на роботизирана платформа, управлявана от автоматизирана система за следене на пътя. Подобна автоматизирана система за управление на робот, но в закрити помещения, е изследвана в [11, 89, 154]. Посредством камери и последваща обработка на получените изображения с прилагане на Хох трансформацията е възможно да се открият линиите, отговарящи на ръбовете между стените и пода.

С цел пълнота на изложението трябва да се отбележи, че в литературата е известна и друга форма на Хох трансформацията – бърза Хох трансформация. В [157] се предлага да бъде използвана тази разновидност на Хох трансформацията в алгоритъм за откриване на цели в радарна система. Същността му се състои в еднократно прилагане на Хох трансформацията върху група от точки, принадлежащи

на траекторията на движещата се цел. В настоящия дисертационен труд важен показател за качествата на предложените алгоритми е точността, а това е трудно постижимо при използване на бързата Хох трансформация.

За целите на настоящия дисертационен труд особен интерес представлява поредицата от три статии [50–52], публикувани през 1994 година, в които се обосновава използването на Хох трансформацията в задачата за откриване на движещи се цели в радиолокационната система.

В последните години използването на Хох трансформацията намира приложение при откриването на траектории на движещи се цели. Това е едно ново и перспективно направление от приложенията на Хох трансформацията и на него са посветени резултатите, публикувани в [2, 9, 10, 13, 27–31, 45, 46, 89, 111, 142, 158].

Авторите на повечето от цитираните статии посочват (независимо от конкретното приложение на Хох трансформацията), три от основните ѝ свойства, които я правят приложима за откриване на движещи се цели в РЛС:

- приложимост за точкови изображения;
- ефективност при работа със зашумени изображения;
- ефективност при отсъствие на част от необходимата полезна информация (измервания, наблюдения).

1.5.2. ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА РАДИОЛОКАЦИОННИ СИГНАЛИ

Нека разгледаме действието на един обзорен радар, който измерва разстояние, азимут, ъгъл на място и Доплерова скорост като функция на времето. Времето е дискретизирано от периода на сканиране. Откриването на траектории чрез Хох преобразуване може да се използва както при въртяща се антена, така и при фазирана антенна решетка [52].

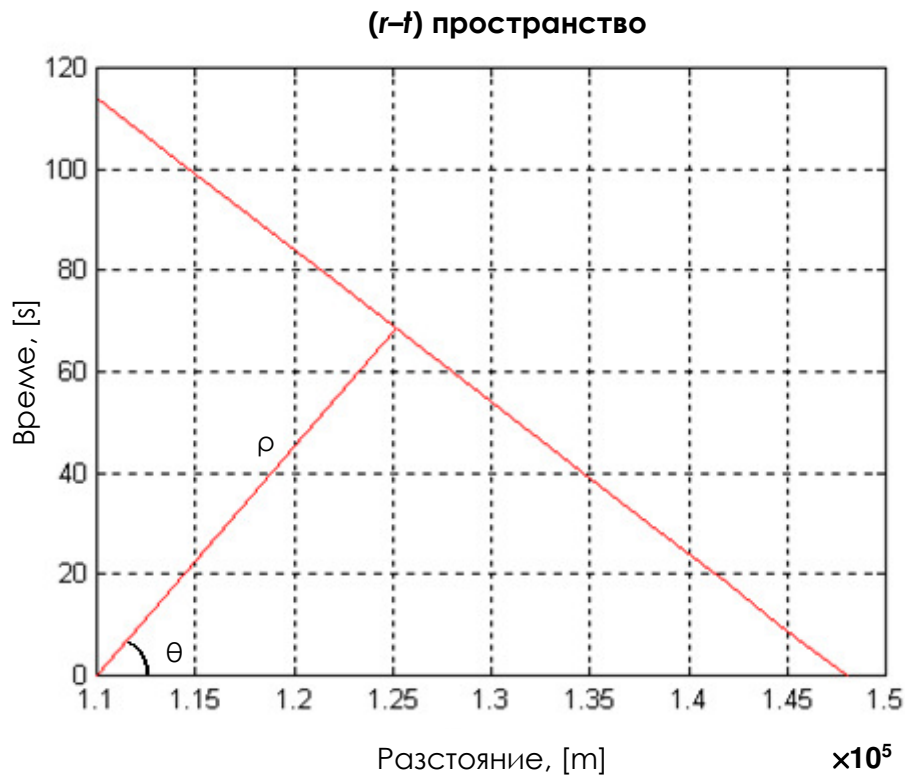
Традиционните радари излъчват в един елемент на разрешение по азимут няколко импулса на определена носеща честота. Зоната на обзора последователно се преглежда при различни посоки на диаграмата на насоченост. Тази процедура се повтаря последователно с периоди на времето, равни на периода на сканирането.

Във всеки елемент на разрешение по „азимут–разстояние“ на станцията се извършва бинарно или некохерентно натрупване на излъчените импулси. Целта се

дефинира за открита, ако амплитудата на импулса в елемента на разрешение на радара („азимут–разстояние“), превишава един предварително зададен праг. При този подход се срещат известни трудности при откриване на бързо движещи се цели, защото тези обекти се движат бързо от един елемент на разрешение по разстояние до друг за времето на наблюдение. Ако получените от радара ехо-сигнали се подредят като многомерен дискретен масив, т.е. дискретна информационна карта (с 5 размерности – разстояние, азимут, ъгъл на място, Доплерова скорост и време), обектът ще се появи като крива, чиято интензивност зависи от нивото на мощността на ехо-сигналите. Ако тази крива може да се следи, тя съдържа цялата натрупана информация за обекта, както и пълната история на траекторията. Обект с постоянна радиална скорост се появява като права линия. Проекцията на тази петмерна информация за разстояние и време е удобен начин да се покаже кривата, докато няма интерес към другите три нива за този обект. Така се формира така нареченото пространство „разстояние – време“ или „*range – time*“ (*r-t*) пространство.

На фигура 1.10 е показана траекторията на обект, движещ се с постоянна радиална скорост. Актуалната информация за движението на целта съдържа бял Гаусов шум и вътрешен шум на приемника, който е с Релеево разпределение на амплитудата и е сумиран във всяка клетка от така формираното пространство „разстояние – време“ („*range-time*“) на наблюдението. Проблемът е да се открие траекторията на целта на фона на шума [50–52]. На фигура 1.10 са показани няколко информационни точки, които образуват линия в (*r-t*) пространството. Линията може да бъде еднозначно дефинирана с помощта на два параметъра:

1. θ – ъгълът между перпендикуляра от началото на координатната система на (*r-t*) пространството до правата линия и оста на абсцисата;
2. ρ – дължина на перпендикуляра, т.е. разстоянието от началото на координатната система на (*r-t*) пространството до линията.



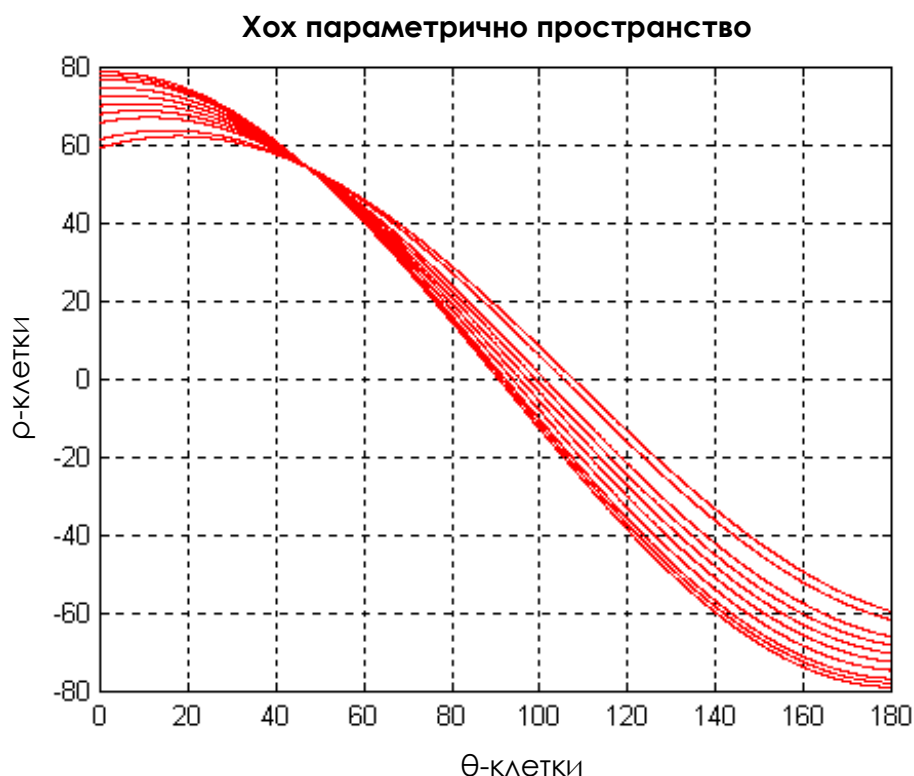
Фигура 1.10 Връзка между (r - t) пространството и Хох трансформацията

Преобразуването на Хох трансформира точките от (r - t) информационното пространство в криви, в т.нар. (ρ - θ) пространство, или Хох параметрично пространство с помощта на следния израз:

$$\rho = r \cos \theta + t \sin \theta, \quad (1.32)$$

където r и t са координати в (r - t) пространството. Мрежата по Q в Хох пространството се формира с последователна промяна на ъгъла θ от 0° до 180° и изчисляване на съответното ρ .

Максималната стойност на ρ е равна на дължината на диагонала в (r - t) пространство. На фигура 1.11 е илюстриран графичният израз на равенство (1.32).



Фигура 1.11 Хох параметрично пространство

Ако линия от точки съществува в $(r-t)$ пространството, тя се представя чрез прилагане на Хох трансформацията като пресечна точка на всички синусоиди в една от клетките (акумулаторна) на Хох параметричното пространство.

За съвместното откриване на цел и на траекторията ѝ се прилагат прагови правила. Първичният праг се използва за откриване на сигнала във всяка клетка от $(r-t)$ пространството. Когато първичният праг се надхвърли от стойността на сигнала в $(r-t)$ клетка, неговата мощност се прибавя към $(\rho-\theta)$ клетка, която се пресича от съответната синусоида в параметричното пространство. В този случай акумулаторната клетка в пресечната точка на няколко синусоиди ще достигне висока стойност.

Вторичният праг, приложен към всяка клетка в параметричното пространство, може да декларира откриване на праволинейна траектория. Това е натрупаният ехо-сигнал от движещата се цел за няколко периода на сканиране. Параметрите ρ и θ на следената праволинейна траектория в параметричното пространство могат да се трансформират обратно в $(r-t)$ пространството, показвайки моментната позиция на обекта. Преминването от $(r-t)$ пространството в параметричното пространство е

лесно отразимо, чрез проста матрична манипулация. Матрицата D се дефинира от данни, които са I на брой, за стойността на сигнала надхвърлящ първия (първичен) праг.

$$D = \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & \dots & r_I \\ t_1 & t_2 & \dots & t_I \end{bmatrix}. \quad (1.33)$$

Съълбовете на матрицата D са разстоянието и времевите стойности на елементите на разрешение, където първият праг е надхвърлен от ехо-сигналите.

Трансформационната матрица H , съставена от синусоидите и косинусоидите от (1.32), се дефинира като:

$$H = \begin{bmatrix} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \\ \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \\ \dots & \dots \\ \sin \theta_{N_s} & \cos \theta_{N_s} \end{bmatrix}, \quad (1.34)$$

където θ са дискретни стойности от 0° до 180° , получени при оразмеряването на параметричното пространство. Произведението на матриците H и D е матрица R с размери $(N_s \times I)$, която съдържа съответните стойности на ρ .

Индексите на ρ стойностите в матрицата R са индексите на точките в $(r-t)$ пространството, където е бил надхвърлен първият праг, и ъглите θ , използвани за дискретизация на Хох пространството.

$$R = \begin{bmatrix} \rho_1, \theta_1 & \dots & \rho_I, \theta_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_1, \theta_{N_s} & \dots & \rho_I, \theta_{N_s} \end{bmatrix}. \quad (1.35)$$

Всеки съълб на R съдържа стойностите на ρ за една от синусоидите в параметричното пространство. Ясно е, че колкото повече точки в $(r-t)$ пространството пресичат първия (първичен) праг, толкова по-големи ще бъдат D и R . Резултатът е в нарастването на количеството пресмятания. Размерността на матрицата H зависи само от дискретизацията на параметричното пространство.

Предимството на Хох трансформацията е в едновременното откриване на целта и на траекторията ѝ. Целта се приема за открита, когато се локализира нейната

праволинейна траектория в Хох пространството, т.е. параметрите ρ и θ . При прилагането на Хох трансформацията се извършва допълнително некохерентно натрупване на амплитудата (мощност) на сигнала, получен в резултат на няколко последователни обзора. Това допълнително натрупване на сигнала от бързо движещи се цели довежда до увеличаване на вероятността за откриване на целта в сравнение с традиционните радари.

Друго важно предимство от прилагането на Хох трансформацията е, че грешката, която получаваме при откриването на целта и на траекторията ѝ, в този случай е по-малка от тази, която би се получила, ако отделно се извършва откриване на целта и на траекторията ѝ.

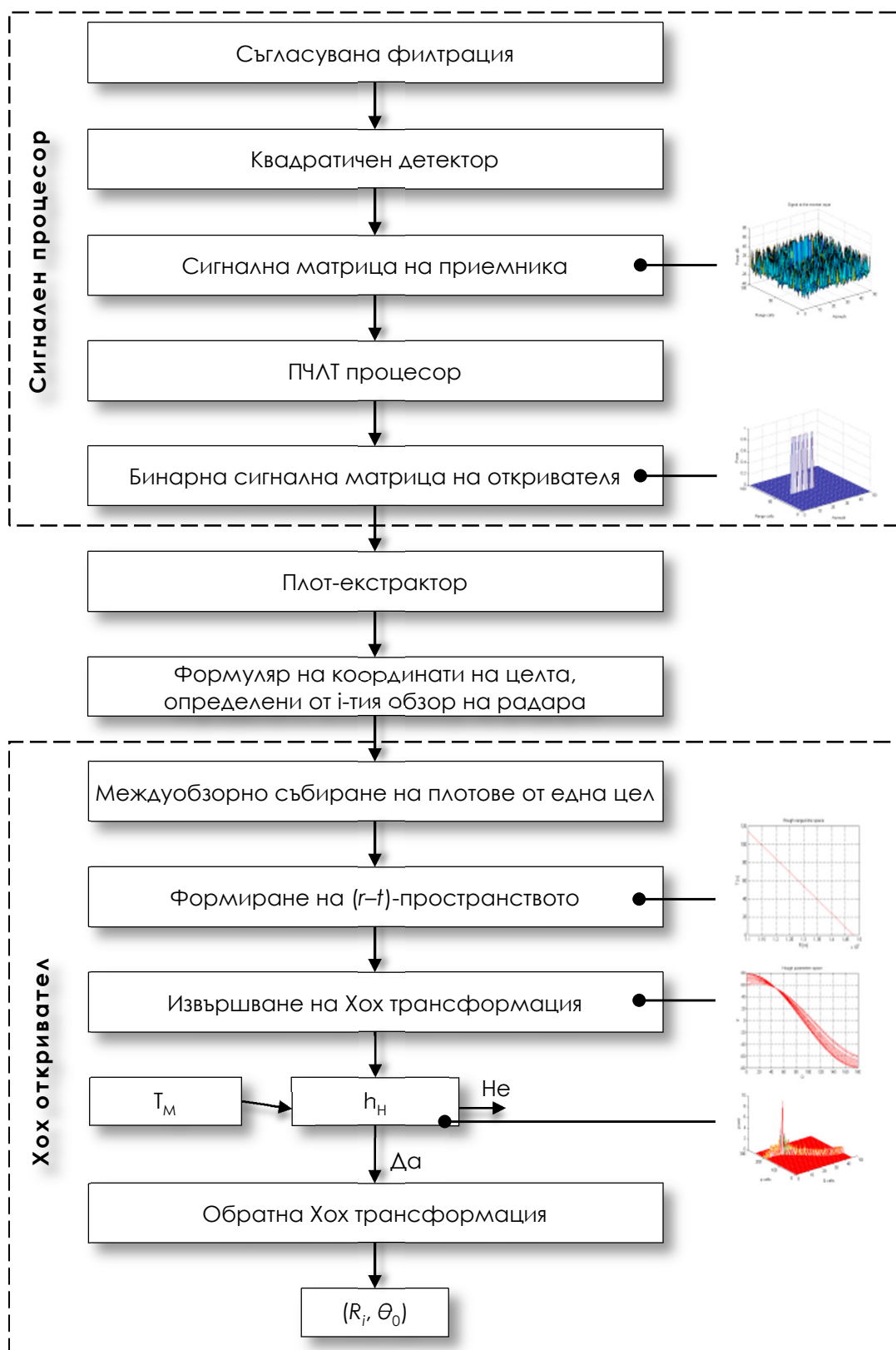
1.6. АЛГОРИТМИ С ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ ЗА АДАПТИВНО ОТКРИВАНЕ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Структурната схема на алгоритъма на адаптивен спрямо промените на средата Хох откривател с бинарно натрупване на данни в параметричното пространство, включващ два етапа на обработка на сигнала, е показана на фигура 1.12.

Той включва следните основни етапа:

1. Обработка на сигнала в текущия период на обзора на радар.
2. Обработка на данни, получени за няколко последователни обзора на радара (междубзорна обработка).

Той се състои от два основни модула – сигнален процесор и Хох (*Hough*) откривател. Поддържането на постоянна стойност на вероятността за лъжлива тревога на изхода на Хох откривателя се осигурява от избора на скаларния фактор (T_α) на ПЧЛТ сигналния процесор. Постъпващият на входа на системата сигнал отразен от целта се подлага на съгласувана филтрация с прост синусоидален сигнал (или свиване на сложния сигнал), след което постъпва в квадратичният детектор, изходът на който генерира сигналната матрица на приемника. Така получената сигнална матрица постъпва в процесора, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ).

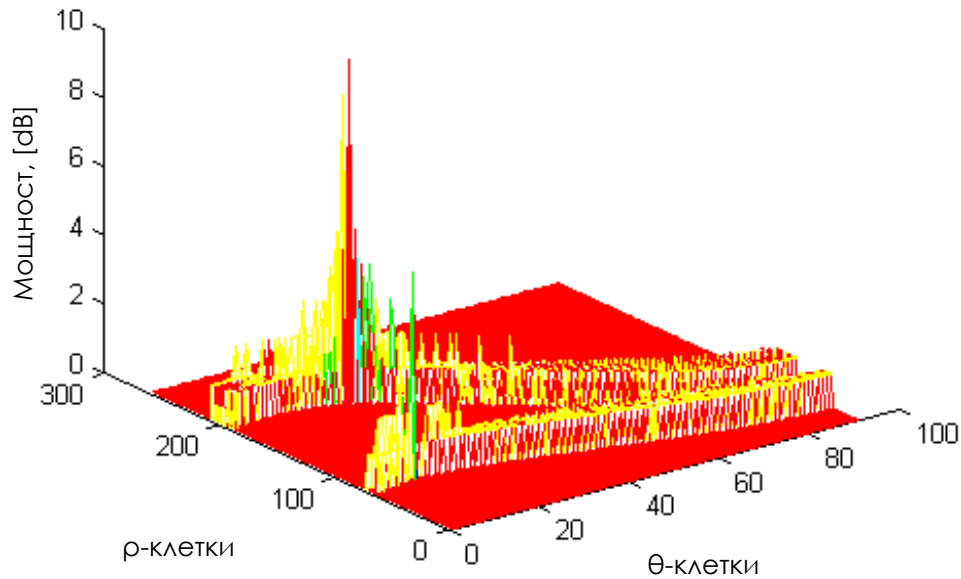


Фигура 1.12 Блокова структура на Хох откривател

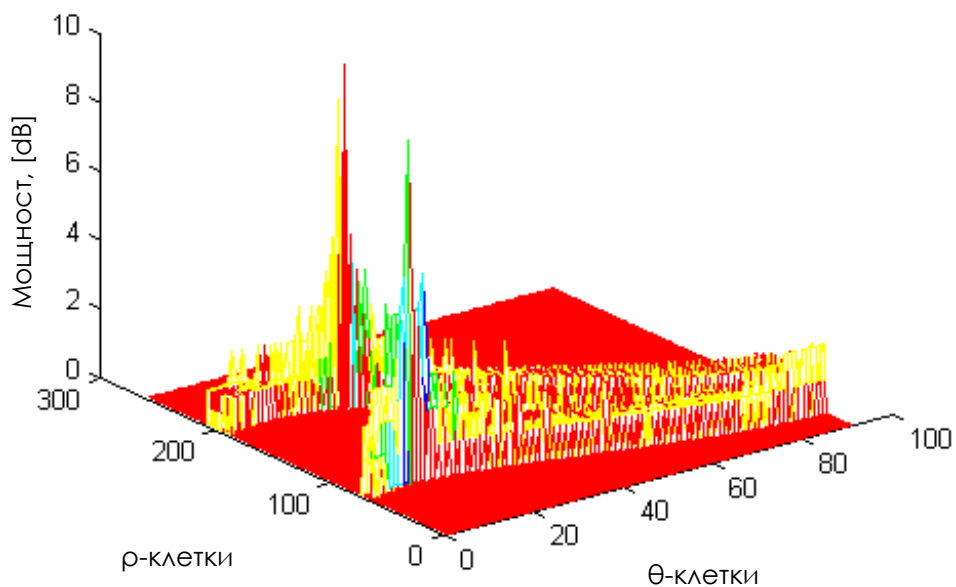
В резултат на обработката на сигнала, на изхода му се формира бинарна сигнална матрица, съдържаща нули и единици, индициращи отсъствие или на наличие на сигнал в даден елемент на разрешение на радара. Получената сигнална матрица се визуализира от плот екстрактора. Резултатите се съхраняват в т.нар. формуляр на координатите на целта, определени от i -тия обзор на радара. За няколко последователно проведени обзора се извършва междуобзорно събиране на плотовете от една наблюдавана цел. Извършва се формиране на $(r-t)$ пространството. От получените до момента резултати, можем да определим траекторията на целта. Следва прилагане на Хох трансформация върху получените точки от $(r-t)$ пространството и изобразяването им в Хох параметричното пространство. В резултат на приложеното математическо преобразуване, получаваме сноп от синусоиди, пресечната точка на които акумулира енергията отразена от целта. Прилагайки сравнителен анализ на получената в резултат на бинарно натрупване стойност за тази енергия, с предварително избран праг (T_M), можем еднозначно да вземем решение за наличие на цел в даден елемент на разрешение по разстояние на радара. Ако полученият резултат е положителен, то прилагаме последващо обратно Хох преобразуване, в резултат на което получаваме точното разстояние до целта за даден азимут.

Така представеният алгоритъм за откриване позволява да бъдат съчетани в едно процесът на откриване на движещата се цел с откриването на траекторията ѝ.

На фигури 1.13 и 1.14 са показани разпределенията на некохерентно натрупан и на бинарно натрупан сигнал, отразен от голяма и от малка цел, представени в Хох параметричното пространство. Както се вижда от представените на фигурите симулационни резултати, бинарното натрупване позволява Хох трансформацията да открива еднакво добре както големи, така и малки цели, като се установи един общ праг за откриване. Така се избягват проблемите на откриването на платформите на сигнала от големите цели, които закриват полезния сигнал от малките цели. В процеса на наблюдение е възможно локализиране с еднаква вероятност за правилно откриване както на голяма, така и на малка движеща се цел и едновременно определяне на параметрите им на движение.



Фигура 1.13 Некохерентно натрупване в Хох пространството

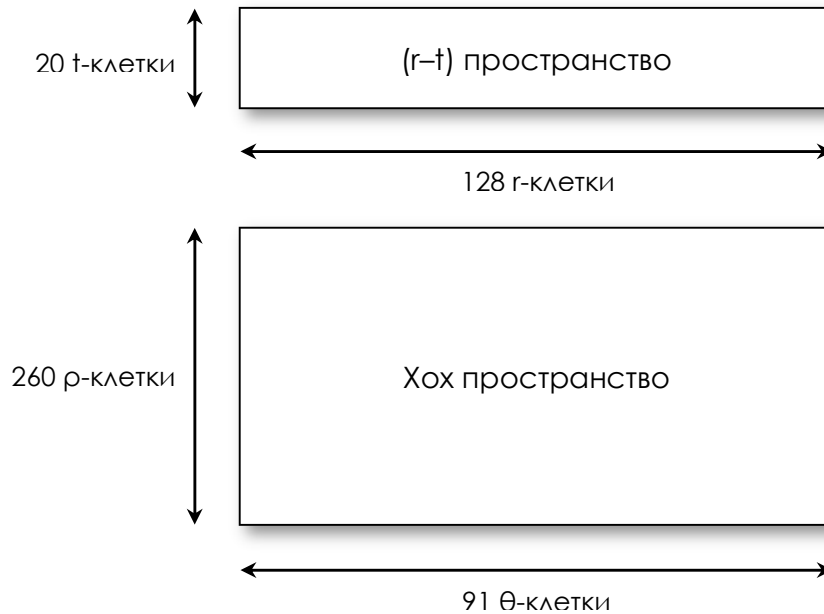


Фигура 1.14 Бинарно натрупване в Хох пространството

1.7. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С БИНАРНО НАТРУПВАНЕ НА СИГНАЛА В ХОХ ПАРАМЕТРИЧНОТО ПРОСТРАНСТВО

В този параграф са представени основните аналитични изрази за пресмятане на пълната вероятност за лъжлива тревога и пълната вероятност за правилно откриване на траекторията на целта при бинарно натрупване в Хох пространството, изведени в [52].

На фигура 1.15 е показана конфигурацията на $(r-t)$ пространството и на Хох параметричното пространство, които са използвани в анализа на Хох откривателя.



Фигура 1.15 Конфигурация на $(r-t)$ пространство и на Хох пространство

Вероятностните характеристики са получени при следните приближения:

1. Големината на клетката в Хох параметричното пространство е достатъчна за откриване на линия в $(r-t)$ пространството.
2. Мощността на шума в $(r-t)$ пространството е независима случайна величина с експоненциално разпределение.
3. Шумът в една клетка е независим от шума в другите клетки на Хох параметричното пространство.

Приемаме, че броят на ρ и θ клетките удовлетворяват направените предположения. В последващия анализ ще разглеждаме структурата показана на фигура 1.15 като такава на конвенционален обзорен радар.

Преди да се направи бинарно натрупване в Хох пространството, първо се определя праг за откриване на полезен сигнал от целта в $(r-t)$ пространството. Този праг се отнася за всяка $(r-t)$ клетка при определянето на първичната вероятност за правилно откриване P_d и на първичната вероятност за лъжлива тревога P_{fa} . Задавайки

желаната стойност на първичната вероятност за лъжлива тревога, определяме необходимата стойност на прага T .

Първичната вероятност за лъжлива тревога P_{fa} за клетка в $(r-t)$ пространството има вида:

$$P_{fa} = \int_T^{\infty} f(x/H_0) dx, \quad (1.36)$$

където T е първичният праг, а $f(x/H_0)$ е плътност на разпределение на вероятността за шумовата мощност.

Пълната вероятност за лъжлива тревога за клетка $(r-t)$ пространството е:

$$P_F(N_d) = \sum_{m=T_M}^{N_d} \binom{N_d}{m} P_{fa}^m (1-P_{fa})^{N_d-m}, \quad (1.37)$$

където T_M е прагът на бинарния интегратор [46, 52].

Пълната вероятност за лъжлива тревога в Хох пространството е равна на единица минус вероятността, че няма лъжливи тревоги в нито една от клетките в Хох параметричното пространство:

$$P_{FA} = 1 - \prod_{N_d}^{\max(N_d)} [1 - P_F(N_d)]^{W(N_d)}, \quad (1.38)$$

където $\max(N_d)$ е максималната стойност на достъпното пространство на наблюдение и $W(N_d)$ е броят на клетките в Хох параметричното пространство, които имат еднаква стойност.

Вероятността за правилно откриване на целта в $(r-t)$ пространството P_D се определя съгласно следния израз:

$$P_D = \int_T^{\infty} f(x/H_1) dx, \quad (1.39)$$

където $f(x/H_1)$ е плътност на разпределение на сигнала при наличие на цел.

Когато целта се движи радиално към радара, полученото отношение „сигнал/шум“ се променя и вероятността за правилно откриване на целта в клетка от $(r-t)$ пространството (P_D), също се променя. Затова, изчисляването на пълната вероятност за правилно откриване P_D за Хох пространството, не може да се запише като проста Бернулиева сума. В дисертационния труд за пресмятане на P_D се използва методът

на Brunner. Предполага се, че в $(r-t)$ пространството са извършени N_S сканирания на линейната траектория на целта. Нека $P_D(k)$ да е първичната вероятност за откриване за k -тото сканиране. Нека $P(m, n)$ да бъде пълната вероятност да се получат точно m откривания от n наблюдения на целта. Тогава имаме следната ситуация:

$$\begin{aligned} P(0,1) &= 1 - P_d(1) \\ P(1,1) &= P_d(1) \\ P(0,2) &= [1 - P_d(2)] P(0,1) \\ P(1,2) &= [1 - P_d(2)] P(1,1) + P_d(2) P(0,1) \\ P(2,2) &= P_d(2) P(1,1) \end{aligned} \tag{1.40}$$

Или в общ вид имаме следния запис на равенствата:

$$\begin{aligned} P(0,n) &= [1 - P_d(n)] P(0,n-1) \\ P(m,n) &= [1 - P_d(n)] P(m,n-1) + P_d(n) P(m-1,n-1) \\ P(n,n) &= P_d(n) P(n-1,n-1) \end{aligned} \tag{1.41}$$

За N_S наблюдения на целта и стойност на бинарния праг T_M , изразът за пълната вероятност в Хох пространството P_D има вида:

$$P_D = \sum_{m=T_M}^{N_S} P(m, N). \tag{1.42}$$

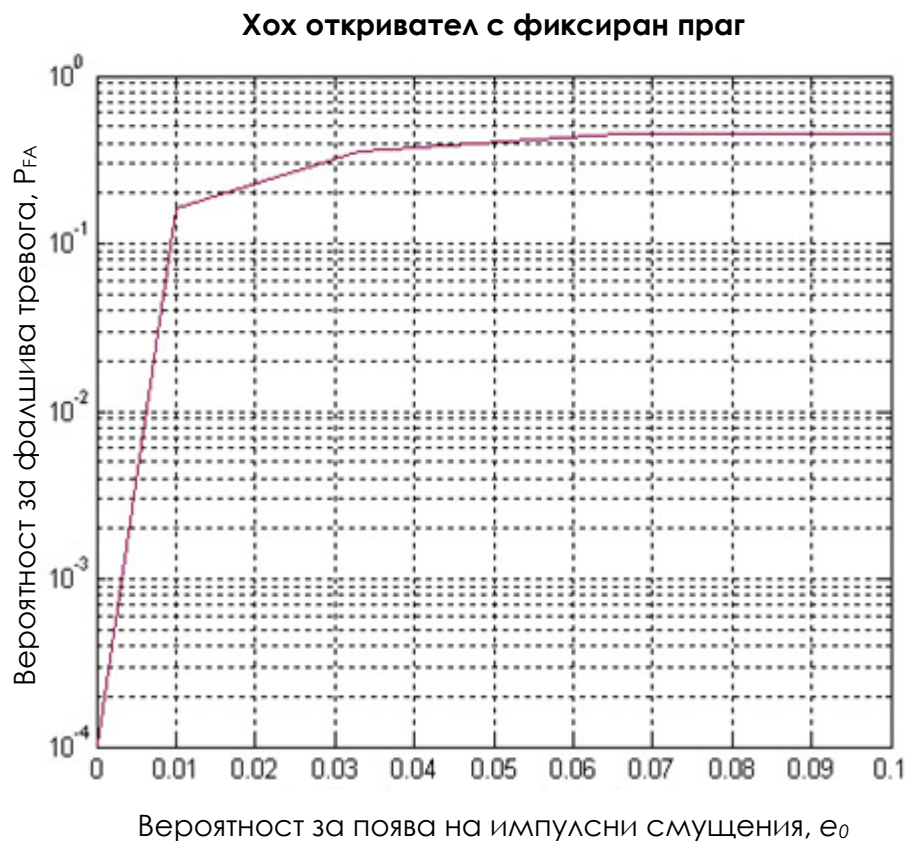
1.8. ХОХ ОТКРИВАТЕЛ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ С ФИКСИРАН ПРАГ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Особено важен за практическата реализация на Хох откривателя е анализът на поведението му в условията на интензивни случайно появяващи се импулсни смущения. Това е стандартен модел на смущения, който е предназначен за описание на радиолокационна обстановка в област с наличие на импулсни смущения [43, 47–49, 55, 56, 65, 92, 101, 124, 138, 151]. Типичен пример за такава радиолокационна обстановка е съвместната работа на радари и други радиоелектронни устройства или преднамерена смущаваща работата на радарната система дейност. Появата на импулсните смущения на входа на приемника води до драстично влошаване на ефективността на радиолокационния откривател. Моделът описва ситуация, когато

няколко импулсни смущения попаднат в обучаващата извадка. Голямата мощност на импулсните смущения води до ефект, при който приемането може да се осъществи не само от главния лист на диаграмата на насоченост на антената, но и от страничните листа, което създава ефект на „размножаване“ на шума. Обработката на сигналите в този случай предполага откриване на полезния сигнал на фона на импулсни смущения и еднородни по мощност смущения с неизвестна средна мощност.

За целите на анализа в настоящия дисертационен труд е проведено изследване на действието на Хох откривател, работещ в условията на интензивни импулсни смущения със средна мощност $INR = 30$ [dB] и различна вероятност за поява e_0 .

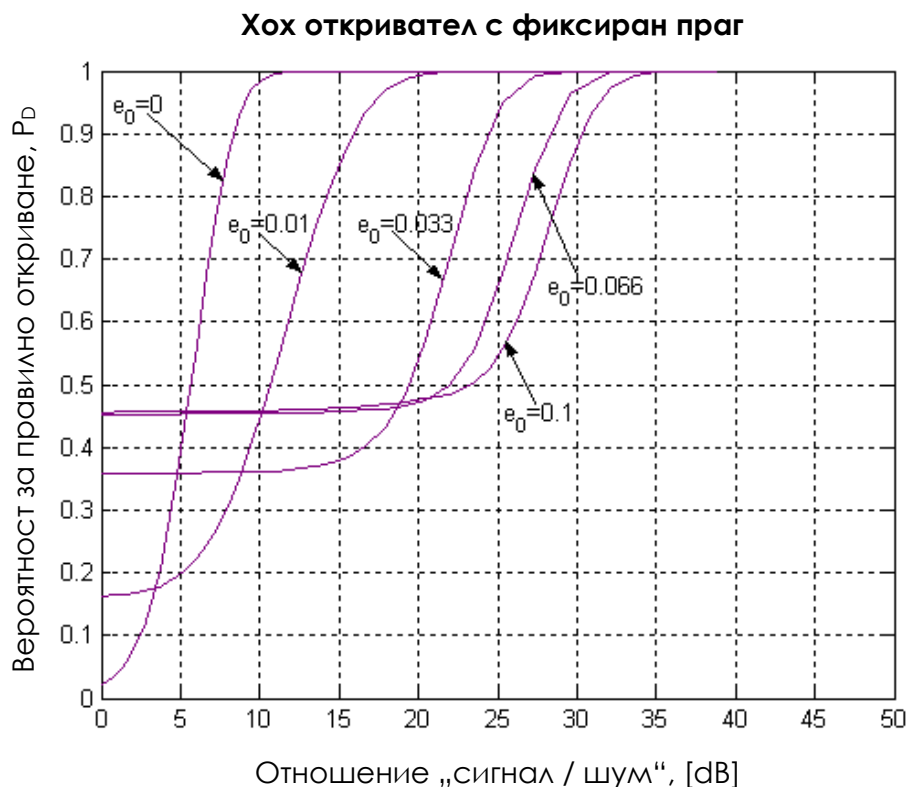
На фигура 1.16 са показани получените резултати за влиянието на вероятността за поява на импулсните смущения върху вероятността за лъжлива тревога на изхода на Хох откривателя.



Фигура 1.16 Стойности на вероятността за лъжлива тревога на Хох откривател с фиксиран праг

В този параграф, разгледаният тип откривател работи с фиксиран праг, който е определен за стойност на вероятността за поява на импулсните смущения $e_0 = 0$ и гарантира поддържане на вероятността за лъжлива тревога на изхода на Хох откривателя със зададена стойност $P_{FA} = 10^{-4}$. Когато вероятността за поява на импулсните смущения се промени, вероятността за лъжлива тревога на изхода на откривателя не се поддържа постоянна.

На фигура 1.17 са представени получените резултати за вероятността за правилно откриване на Хох откривател с фиксиран праг. Така получените резултати показват силното влияние на импулсните смущения върху работата му. Основна задача на настоящия дисертационен труд е подобряването на действието на Хох откривателя при така разгледаните екстремни условия. За целта ще бъдат предложени различни модификации на Хох откривателя, които ще компенсират влиянието на случайно появяващите се импулсни смущения в процеса на откриване на движеща се цел и ще гарантират поддържане на постоянна вероятността за фалшива тревога на изхода на откривателя.



**Фигура 1.17 Вероятност за правилно откриване
на Хох откривател с фиксиран праг**

В таблица 1.1 са представени получените стойности за прага на откриване, за две стойности на вероятността за поява на импулсни смущения и за четири стойности на бинарното решаващо правило за Хох параметричното пространство.

e_0	$T_M / N_S = 2 / 20$	$T_{M_{opt}} / N_S = 7 / 20$	$T_{M_{opt}} / N_S = 13 / 20$	$T_{M_{opt}} / N_S = 18 / 20$
0	0.0488	0.01263	0.00631	0.00339
0.1	0.5976	0.0365	0.0000924	0.0000415

Таблица 1.1 Скаларен фактор T_α на Хох откривател с фиксиран праг, осигуряващ поддържане на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, за стойности на параметрите $N = 256$ и $INR = 30$ [dB].

1.9. ИЗВОДИ ПО ПЪРВА ГЛАВА

1. Проведен е обзор на известните методи и алгоритми за откриване на движещи се цели, осигуряващи поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ) в условията на интензивна шумова среда. Посочени са предимствата и недостатъците на разгледаните методи и алгоритми работещи в тези условия.

2. Въз основа на направения литературен обзор е обоснована необходимостта от избор на подходяща структура на ПЧЛТ откривател на радиолокационни сигнали на фона на мощни и с висока честота на поява хаотични импулсни смущения.

3. Избрани са инструментариумът за провежданото изследване, математическият модел на наблюдаваната цел, определени са критерии за оценка на ефективността на избраните алгоритми, избрано е съставно разпределение, получено от формулата за пълна вероятност, предложена от Акимов и Евстратов. Мощността и вероятността за поява на импулсните смущения са априорно известни.

4. Проведен е анализ на известните приложения на Хох трансформацията на сигналите в различните области на науката. Ограниченият брой публикации, показващи ефективността от прилагането на Хох трансформацията на радиолокационни сигнали в задачата на откриване на движещи се цели, посочва необходимостта от задълбочен анализ на областта.

5. Обоснована е необходимостта от използването на различни нови комбинации на известни алгоритми за едновременно откриване на траектории и на сигнали от целите, ползващи Хох преобразуване, в условията на импулсни смущения. При синтеза и анализа на алгоритмите за обработка на сигнали е използван статистически подход.

6. Изследвано е поведението на Хох откривател, синтезиран за бял Гаусов шум, в условията на интензивен поток от случайно появяващи се импулсни смущения. В тази практически реална и неизследвана ситуация той не поддържа вероятността за лъжлива тревога и влошава вероятността за правилно откриване на траектория. Това налага използването на различни видове сигнални процесори, които осигуряват поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога, преди прилагането на Хох трансформацията в условията на импулсни смущения.

ВТОРА ГЛАВА

КОНВЕНЦИОНАЛНИ РАДАРНИ ОТКРИВАТЕЛИ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В настоящата глава са представени изследвания на конвенционални радарни откриватели на движещи се цели, работещи в условията на Поасонов или биномен поток от случайно появяващи се интензивни импулсни смущения. Разгледаните структури на откриватели осигуряват поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ) с помощта на прилагането на едномерни или двумерни сигнални процесори в условията на интензивна шумова среда. При увеличаване на вероятността за поява на импулсните смущения, законът на разпределение се променя от Поасонов в биномен [11]. Чувствителността на разглежданите откриватели към параметрите на смущението е изследвана посредством оценка на средния праг на откриване и загубите им, изразени с отношението „сигнал/шум“, съгласно методиката, предложена от Rohling в статия [138].

С цел подобряване откриваемостта на полезния сигнал в условията на случайно появяващи се импулсни смущения с висока интензивност, е изследвано влиянието на различни структури на сигнални процесори върху работата на ПЧЛТ откривателя. Ефективността на разгледаните сигнални процесори е оценена посредством средните прагове на откриване, като са представени загубите, изразени в отношението „сигнал/шум“, за всеки от разглежданите откриватели.

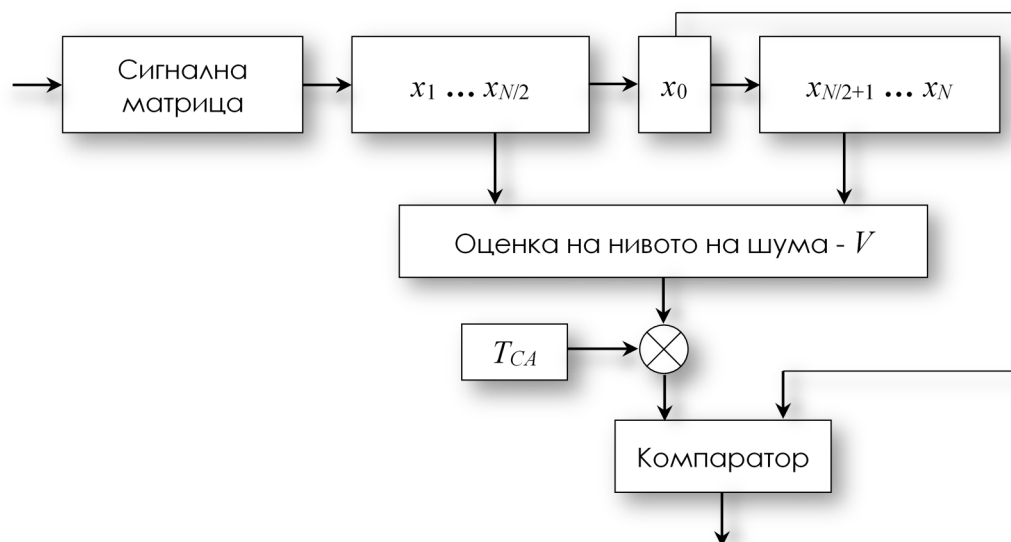
В хода на разглежданията, в дисертацията са посочени получените резултати и местата на публикуването им.

2.1. ОСРЕДНЯВАЩ РАДАРЕН ОТКРИВАТЕЛ, ПОДДЪРЖАЩ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

2.1.1. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ЕДНОМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

На фигура 2.1 е показана блоковата схема на осредняващ откривател, осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога (*Cell Averaging Constant False Alarm Rate – CA CFAR*).

Прагът за откриване H_D се формира на базата на текущо оценяване на нивото на смущението в обучаващата извадка, както е представено в първа глава на настоящия дисертационен труд (фигура 1.6), като получената оценка на мощността на смущението V се умножава по предварително определен скаларен фактор T [74]. Скаларният фактор T_{CA} е функция на вероятността за лъжлива тревога, дължината на обучаващия прозорец и шумовата среда, в която работи откривателят.



Фигура 2.1 Блокова схема на осредняващ ПЧЛТ откривател

Съгласно решаващо правило (1.3), вероятността за правилно откриване P_D на единичен импулс на фона на еднородни и стационарни смущения е вероятността, че

е открит сигнал при условие, че той съществува [3, 5, 14, 23, 33, 124, 138]. Тя се определя като:

$$P_D = P(x_0 > TV | H_1) = \int_0^{\infty} f_V(V) dV \int_{TV}^{\infty} f(x_0/H_1) dx_0, \quad (2.1)$$

където $f_V(V)$ е плътността на разпределение на оценката на мощността на смущението, а $f(x_0 / H_1)$ е условната плътност на разпределение на сигнала в тествания елемент при хипотеза H_1 .

Вероятността за лъжлива тревога се определя както (2.1), но при полагане на отношението „сигнал/шум“ равно на нула, т.е. $s = 0$. Тогава имаме следния запис:

$$P_{FA} = P(x_0 > TV | H_0) = \int_0^{\infty} f_V(V) dV \int_{TV}^{\infty} f(x_0/H_0) dx_0. \quad (2.2)$$

С други думи, вероятността за лъжлива тревога може да се определи като математическото очакване, че е открит сигнал при условие, че той не съществува [74, 124].

$$P_{FA} = E_V \{ P(x_0 > TV | H_0) \}. \quad (2.3)$$

Това може да бъде записано и като:

$$P_{FA} = E_V \left\{ \int_{TV}^{\infty} \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x_0}{\lambda_0}\right) dx_0 \right\} = E_V \left\{ \exp\left(\frac{-TV}{\lambda_0}\right) \right\} = M_V \left(\frac{T}{\lambda_0} \right), \quad (2.4)$$

където $M_V(.)$ е моментно генериращата функция на оценката на нивото на шума. По аналогичен начин, вероятността за правилно откриване се описва с израз:

$$P_D = E_V \{ P(x_0 > TV | H_1) \}. \quad (2.5)$$

При наличие на полезен сигнал и при хипотеза H_1 средната мощност на сигнала ще бъде $\lambda_0(1 + s)$. В този случай, вероятността за правилно откриване за случай Сверлинг II се получава като заместим λ_0 с $\lambda_0(1 + s)$ в (1.16). В този случай получаваме следния израз:

$$P_D = M_V \left(\frac{T}{\lambda_0(1 + s)} \right). \quad (2.6)$$

Случайните променливи x_i (елементите на обучаващия прозорец) са независими и моментно генериращата функция на тяхната сума V е продукт на моментно генериращата функция от x_i . Моментно генериращата функция на оценката V е [101]:

$$M_V(U) = M_x^N(U), \quad (2.7)$$

където $M_x(U)$ е моментно генериращата функция на случайните променливи x_i . Тя се намира посредством Лапласова трансформация на плътността на разпределение $f(x)$ и има вида [101]:

$$M_x(U) = \int_0^{\infty} \exp(-Ux) f(x) dx. \quad (2.8)$$

Замествайки вероятностната функция на разпределение $f(x)$ в (2.8) за моментната генерираща функция на случайната променлива се получава:

$$M_x(U) = \frac{1}{1 + U\lambda_0}. \quad (2.9)$$

Моментно генериращата функция на оценката V (2.7) на осредняващ ПЧЛТ откривател е:

$$M_V(U) = \frac{1}{(1 + \lambda_0 U)^N}. \quad (2.10)$$

Вероятността за правилно откриване на цел от вида Сверлинг II на осредняващият ПЧЛТ откривател се получава от (2.6) и (2.10) [138].

$$P_D = \left[1 + \frac{T}{1+s} \right]^{-N}. \quad (2.11)$$

Замествайки в (2.11) отношението „сигнал/шум“ с нула ($s = 0$), се получава вероятността за лъжлива тревога.

$$P_{FA} = [1 + T]^{-N}. \quad (2.12)$$

Скаларният фактор T се изчислява от уравнение (2.12).

$$T = (P_{FA})^{-1/N} - 1. \quad (2.13)$$

Когато клетките в обучаващия прозорец са голям брой и клонят към безкрайност ($N \rightarrow \infty$), тогава вероятностите за правилно откриване и лъжлива тревога се доближават до случая на идеален откривател (с фиксиран праг) [138].

$$P_D = \lim_{N \rightarrow \infty} \left[1 + \frac{T}{1+s} \right]^{-N} = \exp\left(-\frac{T}{1+s}\right), \quad (2.14)$$

$$P_{FA} = \lim_{N \rightarrow \infty} [1 + T]^{-N} = \exp(-T). \quad (2.15)$$

Под оптимален откривател ще разбираме ПЧЛТ откривател, работещ в условията на хомогенна среда, вероятността за правилно откриване на който се приближава към идеалния фиксиран прагов откривател, като броят на клетките в обучаващия прозорец е много голям.

Осредняващият ПЧЛТ откривател постига желана вероятност за лъжлива тревога и висока вероятност за правилно откриване в условията на хомогенна среда. Това е така, когато клетките на разрешение на радара съдържат само идентично разпределен и статистически независим шум [138]. В реална радиолокационна обстановка шумът не е хомогенен. Получените резултати от проведен сравнителен анализ на разглеждания откривател са представени в [18*].

Моментната генерираща функция на оценката на нивото на шума в обучаващата извадка е представена в [101] като:

$$M_V(U) = \sum_{i=1}^N \frac{C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i}}{(1+\lambda_0 U)^{N-i} (1+\lambda_0 (1+r_j)U)^i}. \quad (2.16)$$

Вероятността за правилно откриване на осредняващ ПЧЛТ процесор за цел от типа Свърлинг II в условията на Поасоново разпределени случайно появяващи се импулсни смущения е получена в [101] и има следния математически израз:

$$P_D = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T_{CA}}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T_{CA}}{1+r_j+s}\right)^{N-i}} + \frac{1-e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T_{CA}}{1+s}\right)^i \left(1 + \frac{T_{CA}}{1+s}\right)^{N-i}} \right\}. \quad (2.17)$$

Полагайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в израза (2.17), се получава вероятността за лъжлива тревога на осредняващият ПЧЛТ процесор:

$$P_{FA} = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{(1+T_{CA})^i (1+(1+r_j)^{-1}T_{CA})^{N-i}} + \frac{1-e_0}{(1+(1+r_j)T_{CA})^i (1+T_{CA})^{N-i}} \right\}. \quad (2.18)$$

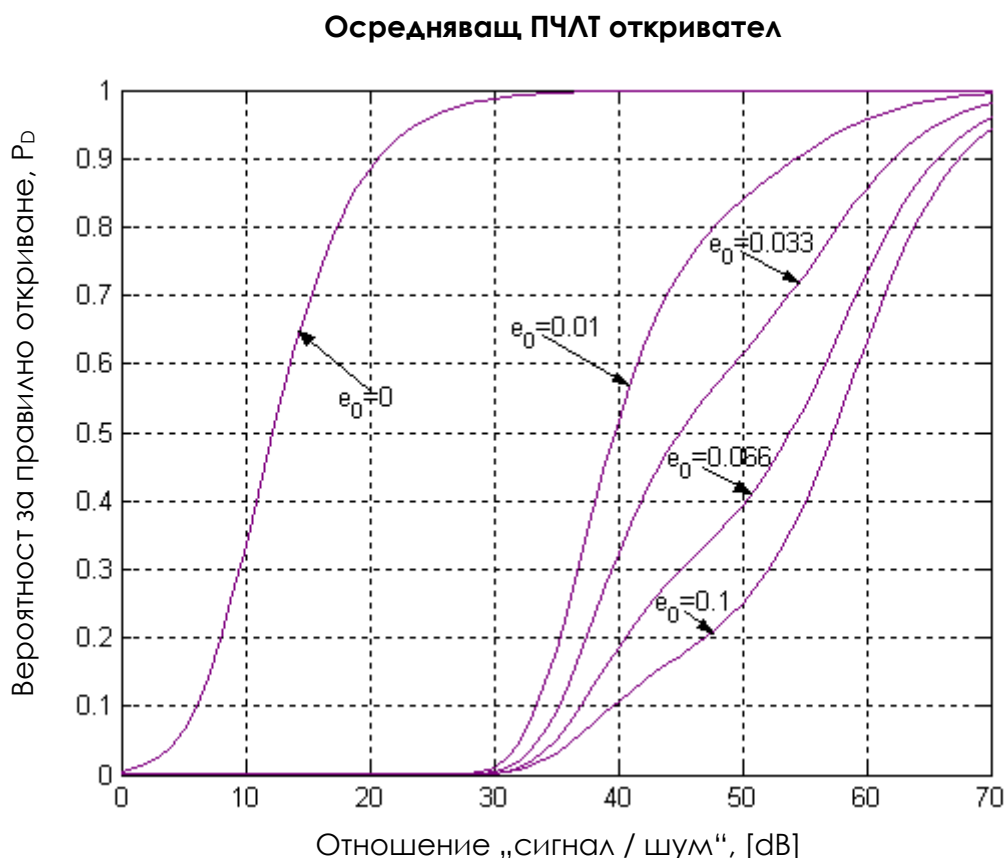
2.1.2. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ЕДНОМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

С помощта на числена итерационна процедура е определена стойността на скаларният фактор T_{CA} , изпълняващ условието за запазване на постоянна честотата на лъжлива тревога $P_{FA} = const$, таблица 2.1.

e_0	P_{FA}	$N = 16$		$N = 32$	
		$INR = 10[dB]$	$INR = 30[dB]$	$INR = 10[dB]$	$INR = 30[dB]$
0	10^{-4}	0.778	0.778	0.334	0.334
	10^{-6}	1.37	1.37	0.54	0.54
	10^{-8}	2.16	2.16	0.778	0.778
0.01	10^{-4}	3.56	320	1.63	143
	10^{-6}	8.4	761	3.56	320
	10^{-8}	14.85	1345	5.805	524
0.033	10^{-4}	4.41	389	1.925	159
	10^{-6}	9.5	845	3.86	338
	10^{-8}	16.3	1472	6.125	546
0.066	10^{-4}	4.68	400	1.94	144.5
	10^{-6}	9.8	869	3.818	321
	10^{-8}	16.68	1493	6.04	526
0.1	10^{-4}	4.67	386	1.845	117
	10^{-6}	9.72	849	3.635	290
	10^{-8}	16.54	1465	5.79	489

Таблица 2.1 Скаларен фактор T_{CA} на осредняващ ПЧЛТ откривател

За целите на настоящия дисертационен труд, в резултат на проведения статистически анализ, са получени стойности на скаларния фактор, които са определени за големина на обучаващия прозорец $N = 16$ и $N = 32$, за стойности на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, 10^{-6} и 10^{-8} , за вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за стойности на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$ и за средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 10$ и 30 [dB].



Фигура 2.2 *Вероятност за правилно откриване на осредняващ ПЧЛТ процесор в условие на случайно появяващи се импулсни смущения с променяща се интензивност*

Условието за поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога в процесора, работещ самостоятелно като откривател, налага скаларният му фактор непрекъснато да се преизчислява при всяка промяна на параметрите на смущението. Получените резултати потвърждават известния от литературата факт, че увеличаването на мощността и на вероятността за поява на импулсните смущения води до увеличаване на скаларния фактор.

Вероятността за правилно откриване на осредняващия ПЧЛТ откривател намалява при увеличаване на средната мощност на случайно появяващите се импулсни смущения, аналогично вероятността за правилно откриване на изследвания откривател се увеличава с нарастването на средната мощност на полезния сигнал. Интерес на настоящата работа представлява чувствителността на ПЧЛТ процесора

към промяната на средата, в която се извършва откриването, т.е. на параметрите на случайно появяващите се импулсни смущения. Вероятността за правилно откриване се определя с помощта на уравнение (2.17). На фигура 2.2 са представени резултатите, получени за вероятността за правилно откриване на ПЧЛТ откривател с осредняване за стойности на средата $\lambda_0 = 1$, $N = 16$, $P_{FA} = 10^{-4}$, $INR = 30$ [dB] и вероятност за поява на импулсни смущения $e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066$ и 0.1 .

Изследването на осредняващия ПЧЛТ процесор показва, че увеличаването на мощността и вероятността за поява на случайно появяващите се импулсни смущения съществено влошава работата му [75, 138]. Увеличаването на размера на обучаващия прозорец не води до забележимо намаляване на отношението „сигнал/шум“ при фиксирана вероятност за правилно откриване, поради което в дисертацията основно се използва размер на обучаващия прозорец 16. Правилният избор на скаларен фактор за дадена конкретна ситуация е от съществено значение за поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога. Резултати от направените изследвания са публикувани в [5*, 15*].

Моментната генерираща функция за оценка на V е $M_V(U) = M_x^N(U)$, където $M_x(U)$ е моментната генерираща функция на случайната променлива x_i , според [108]:

$$M_x(U) = \int_0^{\infty} \exp(-Ux) f(x) dx, \quad (2.19)$$

където $f(x)$ е плътността на вероятността на случайната величина x .

Използвайки този израз и оценката на V , моментната генерираща функция на осредняващ ПЧЛТ откривател, представена в [108], има вида:

$$M_V(U) = \sum_{i=1}^N \frac{C_N^k \epsilon_0^i (1 - \epsilon_0)^{N-i}}{(1 + \lambda_0 U)^{N-i} (1 + \lambda_0 (1 + r_j) U)^i}. \quad (2.20)$$

Използвайки средния праг на откриване (*Average Decision Threshold – ADT*), предложен от Rohling [138], за осредняващ ПЧЛТ откривател имаме:

$$ADT = E(TV) / \mu, \quad (2.21)$$

където случайната променлива V е резултат на метода на оценяване на шумовата среда, използван в ПЧЛТ откривателя, $T = (P_{FA})^{-1/N} - 1$ е скаларният фактор, осигуряващ адаптивност на прага на откриване и постоянна стойност на вероятността за

лъжлива тревога P_{FA} , μ е средната мощност на нивото на смущенията, а E е означение за математическо очакване.

Средният праг на откриване се определя от (2.21) чрез заместване на (2.20) в (2.22).

$$E(V) / 2\mu = -\frac{d}{dT} M_z(T / 2\mu) \Big|_{T=0}. \quad (2.22)$$

Използвайки (2.20), когато положим $U = T / 2\mu$ в (2.22), след диференциране получаваме израза:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} M_v\left(\frac{T}{2\mu}\right) = \sum_{i=0}^N C_N^k \varepsilon_0^i (1 - \varepsilon_0)^{N-i} & \left[(i - N) \left(1 + \frac{T\lambda_0}{2\mu}\right)^{i-N-1} \frac{\lambda_0}{2\mu} \left(1 + \frac{T\lambda_0(1+r_j)}{2\mu}\right)^{-i} + \right. \\ & \left. + (-i) \left(1 + \frac{T\lambda_0}{2\mu}\right)^{i-N} \left(1 + \frac{T\lambda_0(1+r_j)}{2\mu}\right)^{-i-1} \left(\frac{\lambda_0}{2\mu}(1+r_j)\right) \right]. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Средният праг на откриване за стойностите $\lambda_0 = 2\mu$ и $T = 0$ на осредняващ ПЧЛТ откривател, работещ в интензивна шумова среда, има вида:

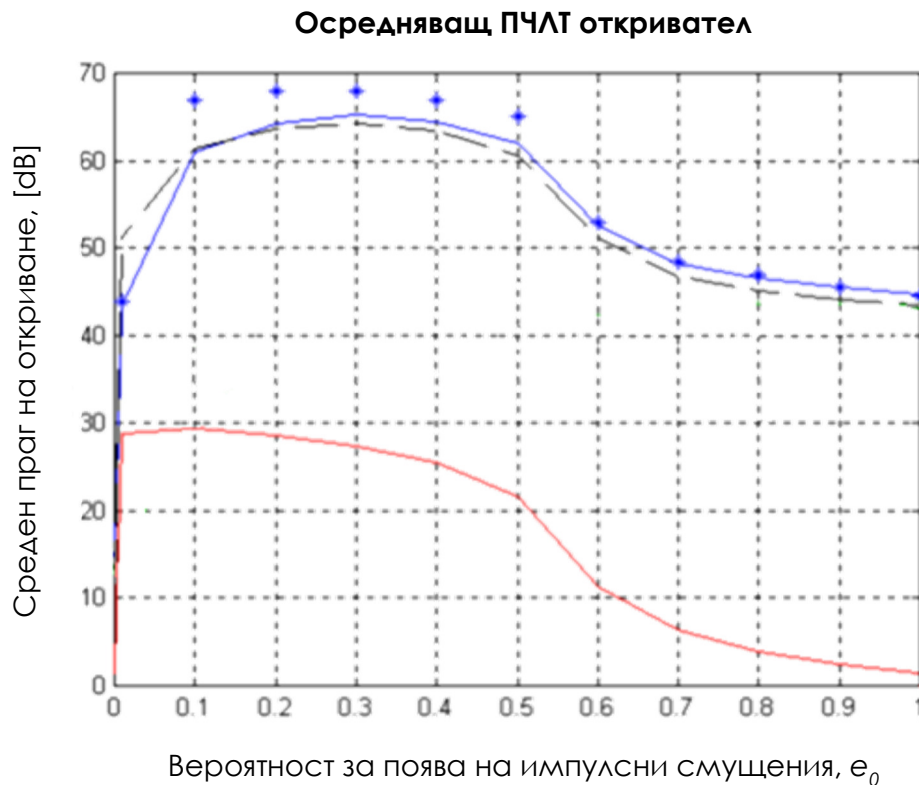
$$ADT_{CACFAR} = T \frac{E(V)}{2\mu} = T \left(-\frac{d}{dT} M_v\left(\frac{T}{2\mu}\right) \Big|_{T=0} \right) = T \sum_{i=0}^N C_N^i \varepsilon_0^i (1 - \varepsilon_0)^{N-i} (N + ir_j). \quad (2.24)$$

Резултатите за средния праг на откриване, получени аналитично (—), чрез прилагане на Монте Карло симулационен анализ (*) и чрез вероятностен анализ (—) са показани на фигура 2.3. Експерименталните резултати са получени за стойност на отношението „смущение/шум“ $r_j = 30$ [dB].

Експерименталните резултати показват влиянието на интензивността на смущението върху процеса на откриване, при поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога, в условията на интензивен поток от хаотични импулсни смущения. Представената методика за оценяване на загубите в осредняващия ПЧЛТ откривател позволява да бъде направен избор на параметрите на откривателя, така че да се постига допустим размер на загубите. Увеличаването на вероятността за поява на импулсни смущения, при еднакви стойности на отношението „смущение/ шум“ и обем на извадката, влошава показателите на процеса на откриване на движещата се цел.

Използването на осреднени характеристики за анализ на различни CFAR процесори е много удобен математически апарат, с които много точно и лесно се определят енергийните загуби на откривателите. Получените резултати могат да се

използват практически в процеса на проектиране на съвременни радиолокационни системи.



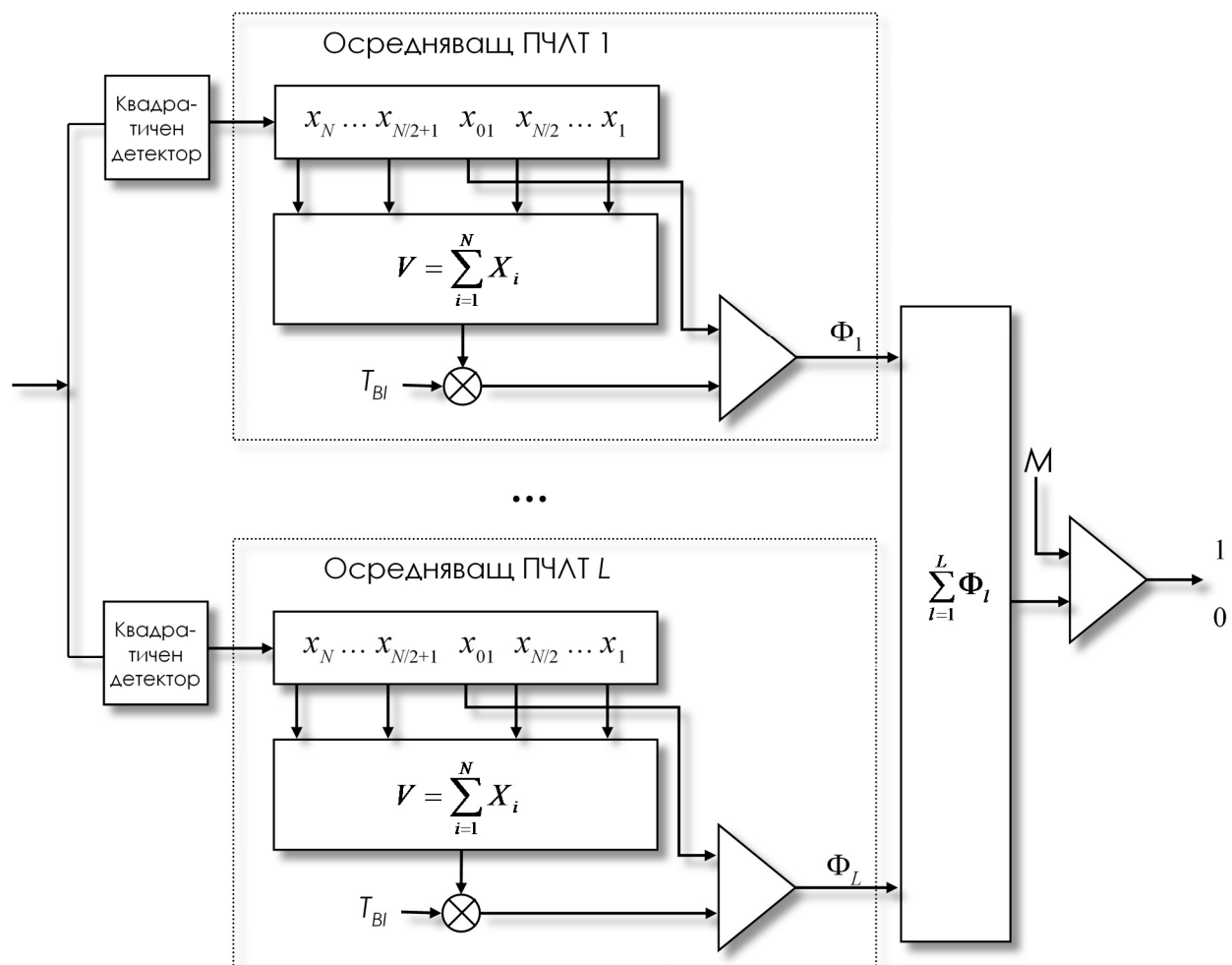
Фигура 2.3 Експериментални резултати за осредняващ ПЧЛТ откривател

2.1.3. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ДВУМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Най-често използваните алгоритми за автоматично откриване на пакети радиолокационни сигнали, отразени от цел, са алгоритмите с бинарно натрупване на входния сигнал [3, 44, 97, 109]. Откриването на радиолокационната цел в откривателя се маркира с единица при наличие на пакет от радиолокационни импулси, в които се съдържа тя. Разгледаните алгоритми за откриване на движещи се цели, които ползват бинарно натрупване на сигналите, са много ефективни при наличието на импулсни смущения в средата на откриване. Откриването на пачка, в която се съдържа целта, се осъществява с използване на логиката M от L , или целта

е открита при наличие на M от възможни L на брой импулси. Откриването на единичните импулси от друга страна се извършва с помощта на разгледания в предишния параграф едномерен осредняващ ПЧЛТ процесор (CA CFAR). На този, т.нар. първи етап се извършва адаптация на първия праг на откривателя към нивото на смущението, на втория етап се осъществява натрупване на пакет от откритите импулси и сравнението им със предварително зададен постоянен праг T_{BI} [42].

На фигура 2.4 е показана блоковата схема на двумерен осредняващ откривател (с бинарно натрупване), осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога (*Cell Averaging Constant False Alarm Rate with Binary Integration – CA CFAR BI*). Откривателят се състои от L едноканални ПЧЛТ процесори, работещи в паралел и бинарен интегратор (суматор).



Фигура 2.4 Блокова схема на двумерен осредняващ ПЧЛТ откривател

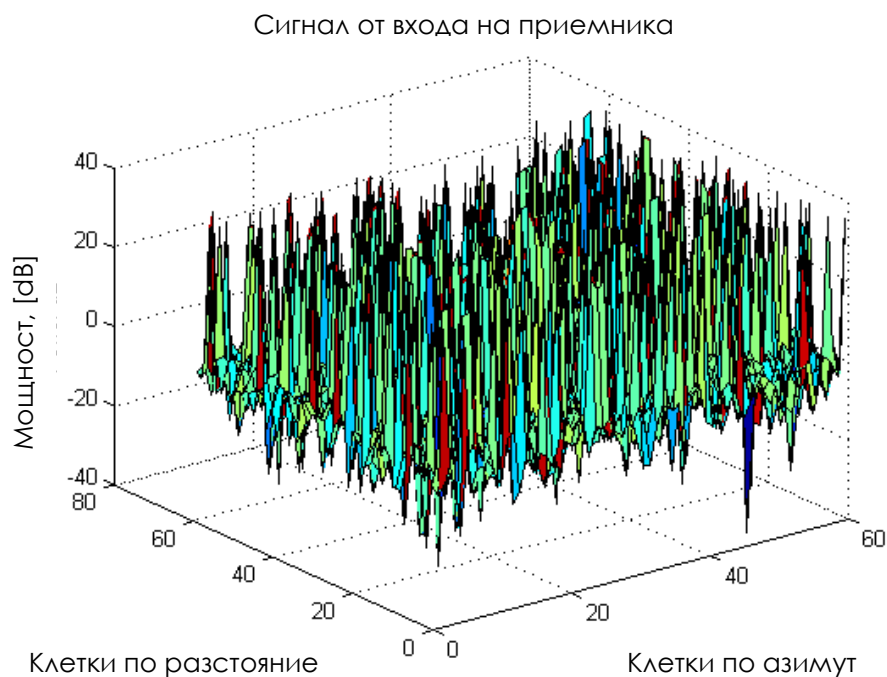
На изхода на всеки осредняващ ПЧЛТ процесор се получават единици или нули в зависимост от това дали е открит или не единичен импулс отразен от целта. Всички тествани клетки образуват вектор с големина L . Оценките на нивото на смущението се получават в алгоритъма на осредняващия откривател или като сума от мощностите на всички клетки в обучаващия прозорец. Бинарното натрупване (интегриране) представлява сумиране на всички Φ_l изхода. Пакетът импулси или целта се приема за открита, ако тази сума надскочи втория праг M .

Междинни резултати от работата на бинарен ПЧЛТ откривател ($CFAR_{BI}$) при конкретна радиолокационна обстановка са показани на фигура 2.5. Резултатите са получени посредством моделиране на изследвания откривател в средата на MATLAB.

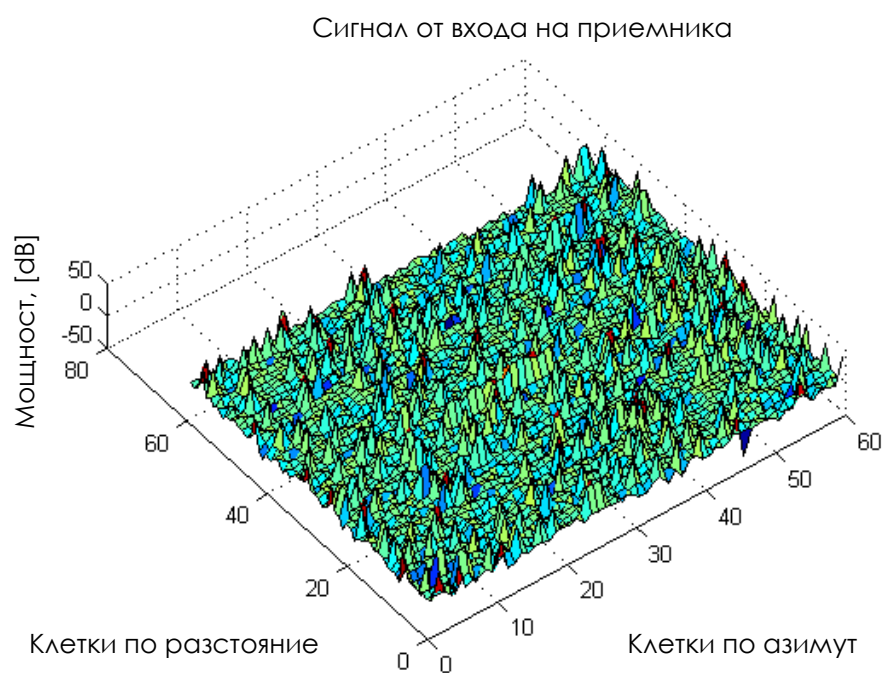
На фигура 2.5 а) е показана примерна радиолокационна обстановка, състояща се от шум на приемника, случайно появяващи се импулсни смущения и пакет импулси, отразени от наблюдаваната цел. Моделът е получен при следните параметри на средата: средна мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$; средна стойност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB]; вероятност за поява на импулсни смущения $e_0 = 0.1$; пакет от 16 импулса с отношение „сигнал/шум“ $s = 30$ [dB]. Бинарният процесор поддържа стойност на вероятността за лъжлива тревога на изхода си $P_{FA} = 10^{-4}$ при праг на откриване $M = 10$. За поддържането на тази вероятност е необходимо да се подбере подходяща стойност на скаларния фактор T_{BI} . Той е еднакъв за всички едномерни осредняващи ПЧЛТ процесори, работещи във всичките L канала на бинарния процесор. Скаларният фактор T_{BI} осигурява поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога на изхода на бинарния процесор. Вероятността за лъжлива тревога е постоянна и на изхода на едномерните осредняващи процесори, но там тя е доста по-голяма от вероятността на бинарния процесор.

Това се вижда и от фигура 2.5 б), където е показан изходният масив след обработка в едномерните осредняващи процесори. Както се вижда, на изхода след обработката са преминали както пакетът радиолокационни импулси, така и много лъжливи импулси. Вероятността за лъжлива тревога тук е доста голяма. Използвайки бинарно натрупване по азимут и бинарно правило за откриване $M = 10/16$ или 10 от

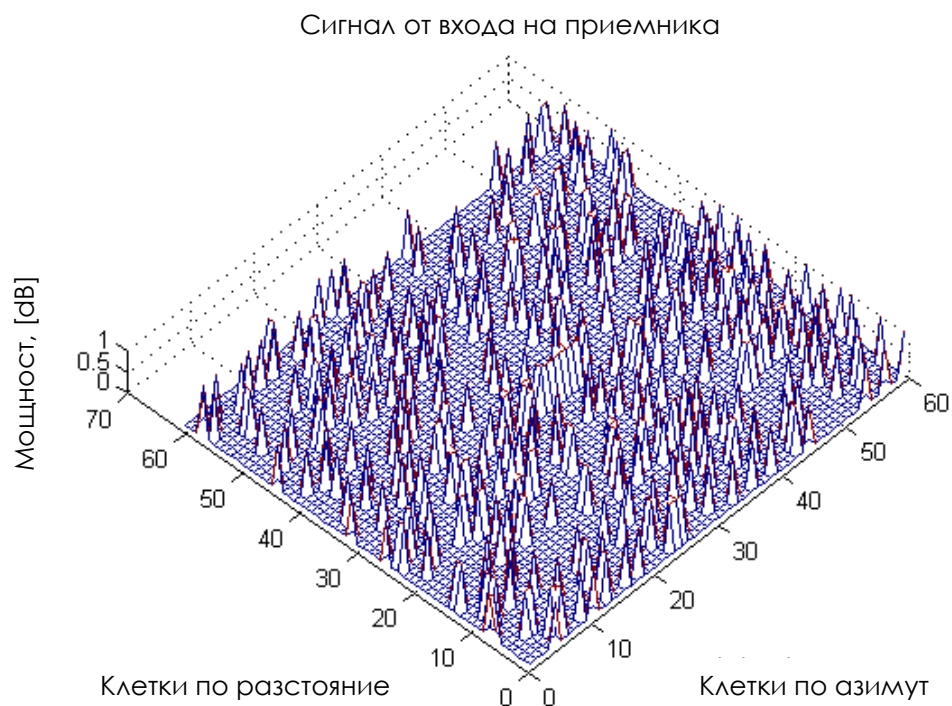
16, води до откриване на пакета радиолокационни импулси и премахване на лъжливите импулси (фигура 2.5 в).



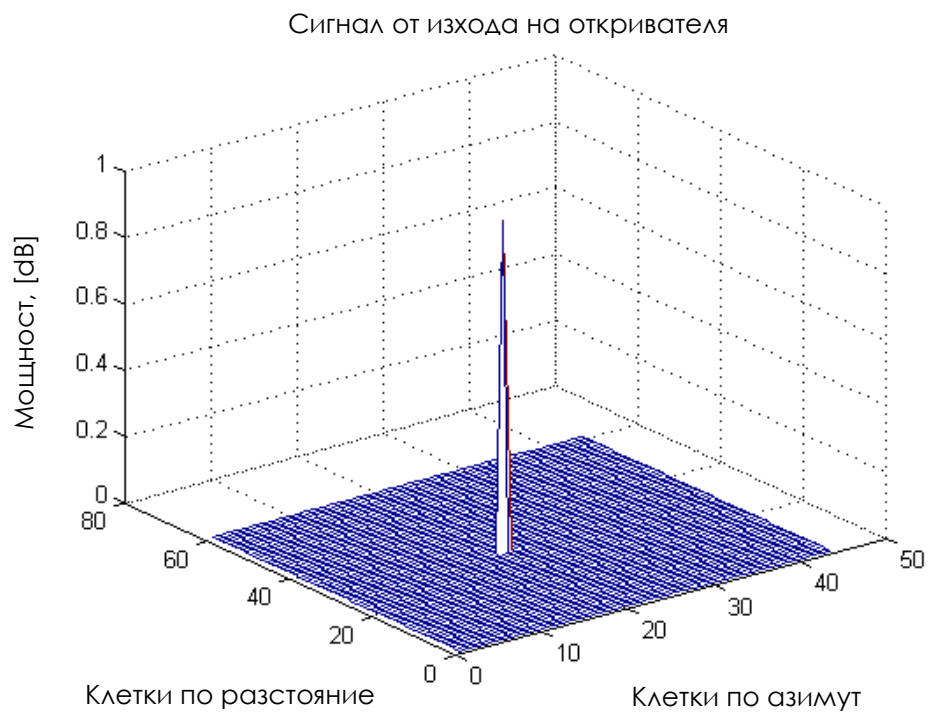
Входен сигнален масив



а) Входен масив



б) *Изход след обработка от осредняващ ПЧЛТ процесор*



в) *Изход на бинарен ПЧЛТ процесор*

Фигура 2.5 *Принцип на действие на бинарен ПЧЛТ процесор*

Много по-подробен анализ на действието на бинарен ПЧЛТ процесор е представен в [3, 14, 42]. Изследвано е влиянието на стойността на бинарния праг върху необходимото отношение „сигнал/шум“, за да се открие пакетът импулси с вероятност за правилно откриване 0.5. Получените резултати са показани под формата на графики и таблици. Отчетен е фактът, че първият праг на $CFAR\ BI$ откривателя, е адаптивен и се променя непрекъснато в зависимост от промяната на параметрите на средата, в която откривателят работи. Вторият праг или прагът, извършващ откриването на пакета отразени радиолокационни импулси, е постоянен и се задава предварително.

На изхода на всеки осредняващ ПЧЛТ откривател се получават единици или нули в зависимост от това дали е открит или не единичен импулс отразен от целта. Всички тествани клетки образуват вектор с големина L , в процеса на откриване всички те се сравняват с праг H_{DI} , използвайки правилото:

$$\Phi_l(x_{0l}) = \begin{cases} 1, & \text{ако } x_{0l} \geq H_{DI} \\ 0, & \text{ако } x_{0l} < H_{DI} \end{cases}. \quad (2.25)$$

Прагът H_{DI} е различен за L -те канала и се получава като произведение на скаларния фактор T_{BI} на откривателя с оценката на нивото на смущението V_l във всеки от каналите.

Бинарното натрупване (интегриране) представлява сумиране на всички Φ_l изхода. Пакетът импулси или целта е открита (Det), ако тази сума надскочи втория праг M .

$$Det = \begin{cases} H_1 : (\text{има цел}), & \text{ако } \sum_{l=1}^L \Phi_l \geq M \\ H_0 : (\text{няма цел}), & \text{ако } \sum_{l=1}^L \Phi_l < M \end{cases}. \quad (2.26)$$

Вероятността за правилно откриване на бинарния ПЧЛТ откривател се получава като:

$$P_D = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_d)^l (1 - P_d)^{L-l}, \quad (2.27)$$

където P_d е вероятността за откриване на единичен импулс.

Вероятностните характеристики на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на хаотични импулсни смущения са изследвани в [95]. Вероятността за правилно откриване се получава от (2.27) след заместване на P_d .

$$P_d = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T_{BI}}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T_{BI}}{1+r_j+s}\right)^{N-i}} + \frac{1-e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T_{BI}}{1+s}\right)^i \left(1 + \frac{T_{BI}}{1+s}\right)^{N-i}} \right\}. \quad (2.28)$$

Полагайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в (2.27), се получава вероятността за лъжлива тревога на *CFAR BI* откривателя.

$$P_{FA} = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_{fa})^l (1-P_{fa})^{L-l},$$

$$P_{fa} = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{(1+T_{BI})^i \left(1 + (1+r_j)^{-1} T_{BI}\right)^{N-i}} + \frac{1-e_0}{(1+(1+r_j)T_{BI})^i (1+T_{BI})^{N-i}} \right\}. \quad (2.29)$$

Скаларният фактор T_{BI} се определя от (2.29) така, че вероятността за лъжлива тревога да придобие желаната стойност.

Вероятността за правилно откриване на бинарен ПЧЛТ процесор за цел от типа Свърлинг II в условията на биомно разпределени случайно появяващи се импулсни смущения е получена в [3, 14, 95] и има следния математически израз:

$$P_d = \sum_{i=0}^N C_N^i e_0^{2i} \sum_{j=0}^{N-i} C_{N-i}^j (2e_0(1-e_0))^j (1-e_0)^{2(N-i-j)} \{R_1 + R_2 + R_3\},$$

$$R_1 = \frac{(1-e_0)^2}{\left(1 + \frac{T_{BI}(1+2r_j)}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T_{BI}(1+r_j)}{1+r_j+s}\right)^j \left(1 + \frac{T_{BI}}{1+r_j+s}\right)^{N-i-j}}$$

$$R_2 = \frac{2e_0(1-e_0)}{\left(1 + \frac{T_{BI}(1+2r_j)}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T_{BI}(1+r_j)}{1+r_j+s}\right)^j \left(1 + \frac{T_{BI}}{1+r_j+s}\right)^{N-i-j}} \quad (2.30)$$

$$R_3 = \frac{e_0^2}{\left(1 + \frac{T_{BI}(1+2r_j)}{1+2r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T_{BI}(1+r_j)}{1+2r_j+s}\right)^j \left(1 + \frac{T_{BI}}{1+2r_j+s}\right)^{N-i-j}}$$

Полагайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в израза (2.30), се получава вероятността за лъжлива тревога на бинарния ПЧЛТ процесор:

$$\begin{aligned}
 P_{fa} &= \sum_{i=0}^N C_N^i e_0^{2i} \sum_{j=0}^{N-i} C_{N-i}^j (2e_0(1-e_0))^j (1-e_0)^{2(N-i-j)} \{R_{11} + R_{22} + R_{33}\} \\
 R_{11} &= \frac{(1-e_0)^2}{(1+T_{BI}(1+2r_j))^i (1+T_{BI}(1+r_j))^j (1+T_{BI})^{N-i-j}} \\
 R_{22} &= \frac{2e(1-e_0)}{\left(1 + \frac{T_{BI}(1+2r_j)}{1+r_j}\right)^i (1+T_{BI})^j \left(1 + \frac{T_{BI}}{1+r_j}\right)^{N-i-j}} \\
 R_{33} &= \frac{e_0^2}{(1+T_{BI})^i \left(1 + \frac{T_{BI}(1+r_j)}{1+2r_j}\right)^j \left(1 + \frac{T_{BI}}{1+2r_j}\right)^{N-i-j}}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Скаларният фактор T_{BI} на откривателя се получава от (2.31) така, че вероятността за лъжлива тревога да придобие желаната от потребителя стойност.

2.1.4. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ДВУМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Следвайки логиката на представените в дисертационния труд резултати, е уместно да покажем и поведението на бинарния ПЧЛТ процесор, в случая когато се разглежда като самостоятелно работещ откривател.

Стойността на скаларния фактор T_{BI} на бинарния процесор се определя от (2.31) така, че стойността на вероятността за лъжлива тревога да се запази постоянна.

Поведението на бинарния ПЧЛТ откривател при наличие на биномен поток от импулсни смущения е аналогично, както и при Поасонов поток, но тъй като вероятността за поява на импулсни смущения при биномен поток е по-висока, то и вероятността за правилно откриване намалява. Интерес в настоящето изследване представлява влиянието на бинарния праг M при промяна на честотата на поява на импулсни смущения.

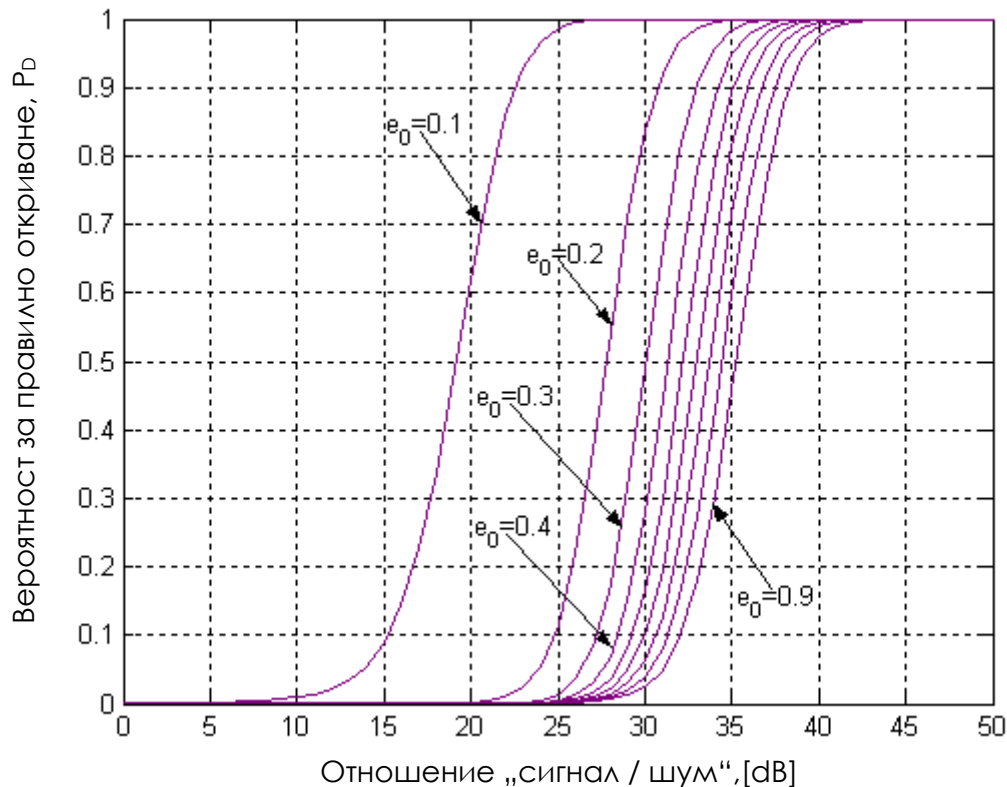
В таблица 2.2 са показани получените стойности за скаларните фактори, които удовлетворяват горното изискване, при две стойности на бинарното решаващо правило $M/L=10/16$ и $M/L=16/16$ и при различни стойности на вероятността за поява на импулсни смущения e_0 .

e_0	$M / L = 10 / 16$	$M / L = 16 / 16$
0.1	0.0458	0.000316
0.2	0.1295	0.0002168
0.3	0.1367	0.000294
0.4	0.13147	0.0117
0.5	0.1255	0.02228
0.6	0.12088	0.02778
0.7	0.11763	0.03098
0.8	0.11547	0.03314
0.9	0.1140	0.0349

Таблица 2.2 Стойности на скаларните фактори T_{VI} на CFAR VI процесор

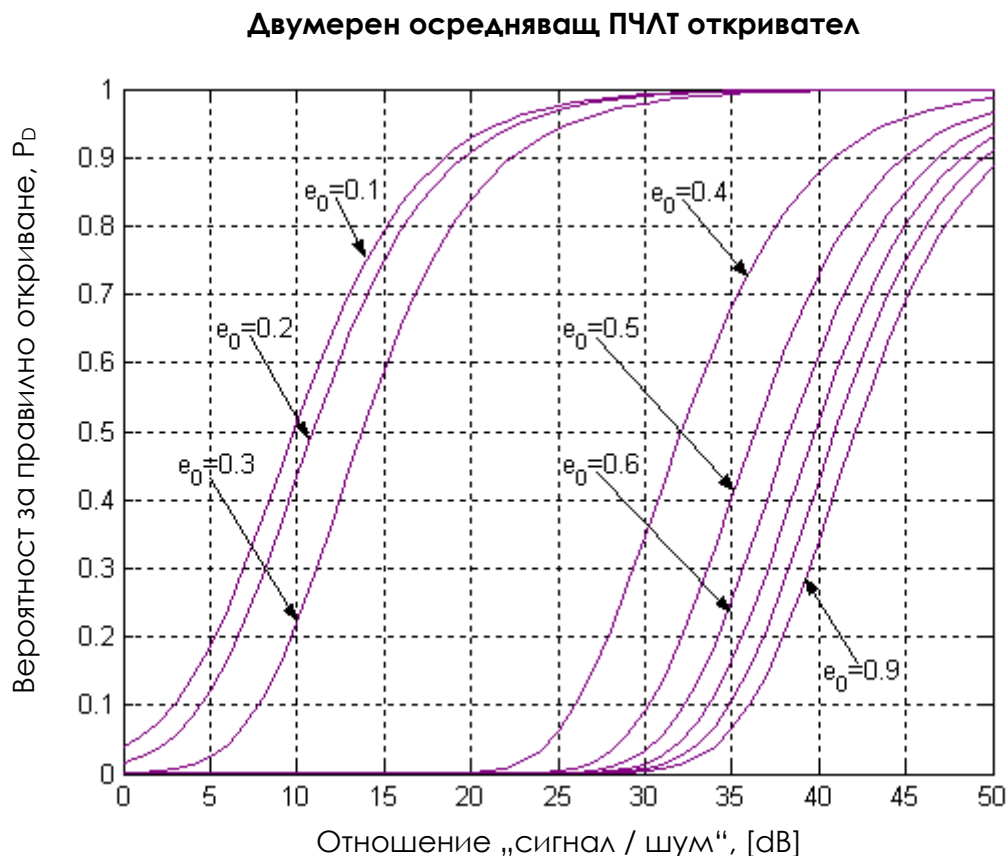
На фигура 2.6 са представени резултатите от анализа на вероятността за правилно откриване на бинарния ПЧЛТ процесор, работещ в условията на биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения, при различни стойности на вероятността за появата им и за стойност на бинарния праг $M = 10$.

Двумерен осредняващ ПЧЛТ откривател



Фигура 2.6 Вероятностни характеристики на двумерен осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на биномно разпределени импулсни смущения

С цел по-детайлно представяне на действието на разглеждания откривател, на фигура 2.7 са показани вероятностните характеристики на бинарния ПЧЛТ процесор, получени при друга стойност на бинарния праг $M = 16$. Аналогично на представените по-горе резултати, и тук експериментът е проведен за стойност на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, за стойност на отношението „смушение/шум“ $r_j = 30$ [dB] и за обеми на извадките $N = 16$ и $L = 16$.

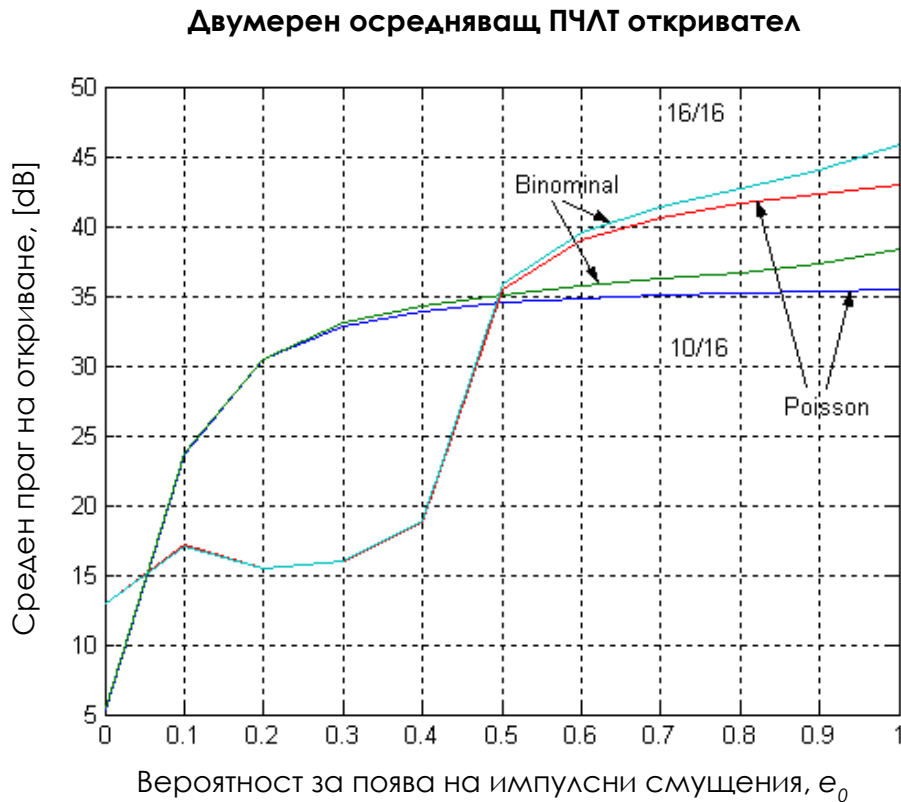


Фигура 2.7 *Вероятностни характеристики на двумерен осредняващ ПЧЛТ откривател, в условията на биомно разпределени импулсни смущения*

От представените резултати на фигурите се вижда, че при сравнително малки стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, откривателят с бинарно правило $M/L=16/16$ дава по-добри резултати от този прилагащ с бинарно решаващо правило $M/L=10/16$.

Изменението на средния праг на откриване във функция на вероятността за поява на импулсни смущения в целия диапазон на вероятността за появата им от 0

до 1 и за двата потока (Поасонов и биномен) е показано на фигура 2.8. Изследването на средния праг на бинарния откривател в целия диапазон за поява на импулсни смущения и за двата потока цели да се провери каква грешка ще се допусне при некоректно избрано разпределение на смущението.



Фигура 2.8 Среден праг на откриване на двумерен осредняващ ПЧЛТ откривател, получен чрез вероятностните характеристики в целия диапазон за поява на импулсни смущения

Резултатите от анализа показват, че до стойност на вероятността за поява на импулсни смущения 0.5 стойностите на средния праг на откриване на бинарния откривател и за двете разпределения съвпадат. При вероятности за поява на импулсни смущения със стойности по-големи от 0.5, грешката при използването на Поасонов поток е от порядъка на 1–4 [dB].

Независимо от вида на разпределението на потока, тенденцията в изменението на средния праг на откриване е сходна. Средният праг на откриване на бинарния ПЧЛТ откривател при наличие на биномен поток е с няколко децибела по-висок от

този с Поасонов поток. Този резултат позволява да се използва моделът за биномен поток в целия диапазон за поява на хаотични импулсни смущения, при по-нататъшни изследвания на откривателя.

Правилният избор на бинарен праг е от съществено значение за ефективността на откривателя. Както се вижда от фигура 2.8, изборът на максимално възможен праг (в случая 16) е подходящо да се използва в интервала за поява на импулсни смущения от 0.05 до 0.5, в останалите случаи е за предпочитане праг $M = 10$.

Намаляването на средния праг на откриване на изследвания откривател, съответстващо на по-малко отношение „сигнал/шум“ за откриване на целта, може да се постигне по следните няколко начина:

- посредством увеличаване на броя импулси в пакета, отговарящи на по-голяма извадка по азимут L ;
- чрез подходящ избор на бинарен праг;
- с увеличаване на вероятността за лъжлива тревога.

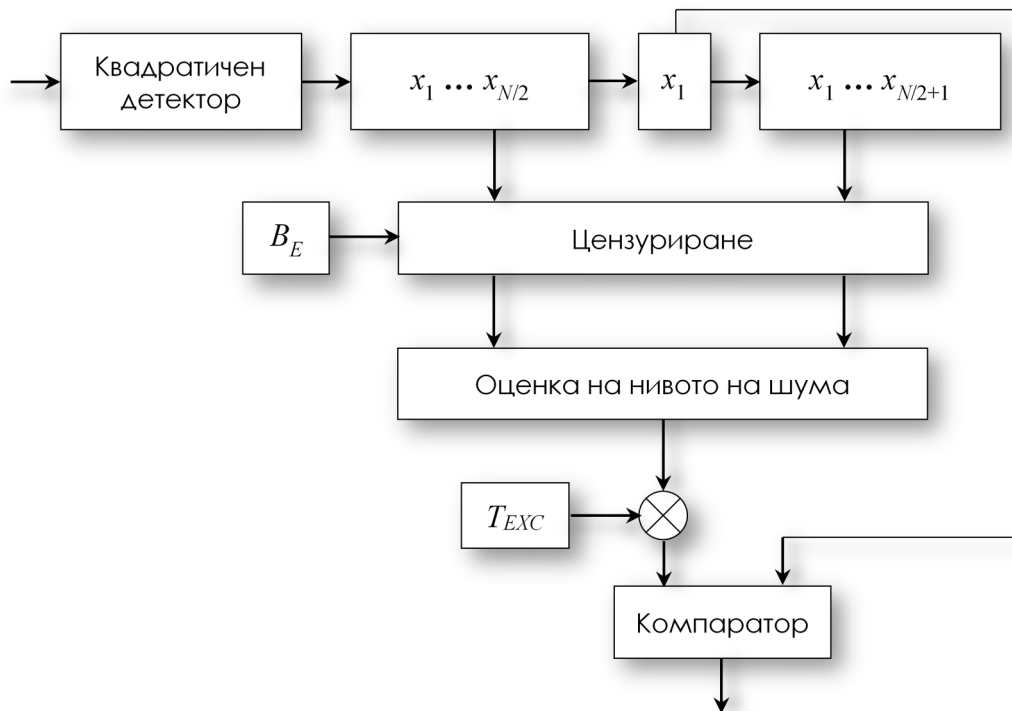
В [11] е показано, че промяната на стойността на вероятността за лъжлива тревога от 10^{-6} на 10^{-4} води до намаляване на средния праг на откриване на двумерния бинарен откривател с около 4–5 [dB], а при вероятности за поява на ХИС от 0.4 до 0.6, подобрението на показателите на процеса на откриване е от порядъка на 10–20 [dB].

2.2. ЦЕНЗУРИРАЩ РАДАРЕН ОТКРИВАТЕЛ, ПОДДЪРЖАЩ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

2.2.1. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ЕДНОМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

При наличие на пречещи цели или импулсни смущения в обучаващия прозорец и в тествания елемент, ПЧЛТ процесорът с осредняване намалява ефективността си. За борба с пречещи цели Goldman в [79, 80] предлага алгоритъм, използващ цензуриране на клетките в обучаващия прозорец.

На фигура 2.9 е показана блоковата схема на едномерен цензуриращ ПЧЛТ откривател, осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога (*Excision Constant False Alarm Rate – EXC CFAR*). Дължината на обучаващата извадка е N .



Фигура 2.9 Блокова схема на цензуриращ ПЧЛТ откривател

Така представеният алгоритъм е ефективен при наличие на импулсни смущения в обучаващата извадка. Стойностите на елементите от обучаващия прозорец ($x_1, \dots, x_N$) се сравняват с един предварително определен праг, т.нар. праг на цензуриране B_E . Елементите с по-голяма мощност, надхвърлящи цензуриращия праг, се нулират, а елементите с по-малка стойност от прага B_E запазват големината си. Резултатът от сравнението е показан с израза:

$$y_i = \begin{cases} x_i, & \text{ако } x_i \leq B_E \\ 0, & \text{ако } x_i > B_E \end{cases} \quad (2.32)$$

Останалите ненулеви стойности след цензурирането се сумират и формират оценката на нивото на шума в изследвания цензуриращ откривател:

$$V = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k y_i, \quad (2.33)$$

където k е броят на нецензурираните елементи в обучаващия прозорец.

Прагът на откривателя се получава като произведение на оценката на нивото на шума V със скаларен фактор T_{EXC} , гарантиращ поддържането на постоянна лъжлива тревога. Откриването на полезния сигнал, отразен от целта, в цензуриращия откривател става след сравнение на тествания елемент x_0 с прага на откриване.

Представеният тип откривател е много ефективен, ако работи в условията на силно зашумена среда, когато вероятността за поява на импулсни смущения е много висока.

Функцията на разпределение на случайната променлива y_j при наличие на хаотично импулсни смущения с Поасоново разпределение има вида [97]:

$$f(y_i) = \frac{(1-e_0)\exp\left(\frac{-y_i}{\lambda_0}\right)}{\lambda_0\left(1-\exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0}\right)\right)} + \frac{e_0\exp\left(\frac{-y_i}{\lambda_0(1+r_j)}\right)}{\lambda_0(1+r_j)\left(1-\exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}\right)\right)}. \quad (2.34)$$

Вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на цензуриращ ПЧЛТ откривател в условията на Поасонов поток от импулсни смущения са изведени аналитично в [97]. Вероятността, че даден елемент x_i от обучаващия прозорец остава на изхода на цензуриращото устройство, е:

$$P_E = 1 - (1-e_0)\exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0}\right) - e_0\exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}\right). \quad (2.35)$$

От друга страна, вероятността, че k от N клетки от обучаващия прозорец остават на изхода на цензуриращото устройство, е:

$$P_v(k) = C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k}. \quad (2.36)$$

Моментно генериращата функция на случайната променлива y_j на изхода на цензуриращото устройство е получена в [97] след заместване на (2.34).

$$M_y(U) = \frac{e_0(1-\exp(R_1 - B_E U))}{(1-\exp(R_1))(1+U\lambda_0(1+r_j))} + \frac{(1+e_0)(1-\exp(R_2 - B_E U))}{(1-\exp(R_2))(1+U\lambda_0)}, \quad (2.37)$$

където:

$$R_1 = \frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}, \quad R_2 = \frac{-B_E}{\lambda_0}. \quad (2.38)$$

Тъй като случайните величини x_i ($1 \leq i \leq k$) са независими, то моментно генериращата функция на оценката V може да се изрази като:

$$M_V(U, k) = M_Y^k(U / k). \quad (2.39)$$

Използвайки (2.37) и (2.39) се получава моментно генериращата функция на оценката на шума.

$$M_V(U, k) = \sum_{i=0}^k C_k^i \left\{ \frac{e_0 (1 - \exp(R_1 - B_E U / k))}{(1 - \exp(R_1))(1 + U \lambda_0 (1 + r_j) / k)} \right\}^i \left\{ \frac{(1 - e_0)(1 - \exp(R_2 - B_E U / k))}{(1 - \exp(R_2))(1 + U \lambda_0 / k)} \right\}^{k-i}. \quad (2.40)$$

Отчитайки вероятността, че k клетки от обучаващия прозорец не са цензурирани, за моментно генериращата функция на оценката на шума в [97] е получен изразът:

$$M_V(U) = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} M_V(U, k). \quad (2.41)$$

След заместване на (2.41) в [97] е получена вероятността за правилно откриване на цензуриращия ПЧЛТ откривател в условията на Поасоново разпределени хаотични импулсни смущения:

$$P_d = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + s)}, k \right) + e_0 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + r_j + s)}, k \right) \right\}, \quad (2.42)$$

където $M_V(U, k)$ има вида от израза (2.40) при полагане на $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + s)}$ при липса на смущение и $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + r_j + s)}$ при наличие на импулсни смущения, а T_{EXC} е праговата константа на цензуриращия ПЧЛТ процесор.

Замествайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в (2.42), се получава вероятността за лъжлива тревога на цензуриращия ПЧЛТ откривател.

$$P_{fa} = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0}, k \right) + e_0 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + r_j)}, k \right) \right\}. \quad (2.43)$$

За да се поддържа вероятността за лъжлива тревога постоянна, в откривателя при промяна на входните параметри на смущението е необходимо скаларният фактор T_{EXC} да се адаптира към промяната на параметрите на смущенията. Стойността на скаларния фактор в цензуриращ ПЧЛТ откривател зависи както от параметрите на смущението, така и от големината на цензуриращия праг. Правилният избор на цензуриращ праг в откривателя води до увеличаване на вероятността за правилно откриване.

В [101] е получен крайният израз за вероятността за правилно откриване на цензуриращия ПЧЛТ процесор за цел от типа Сверлинг II, в условията на биномно разпределени случайно появяващи се импулсни смущения:

$$P_d = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k} \left\{ (1-e_0)^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+s)}, k \right) + 2e_0(1-e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+r_j+s)}, k \right) + e_0^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+2r_j+s)}, k \right) \right\}, \quad (2.44)$$

където $M_V(U, k)$ е моментната генерираща функция на оценката на нивото на смущението V , като приемаме, че:

- $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+s)}$ при липса на импулсно смущение;
- $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+r_j+s)}$ при наличие на случайно появяващи се импулсни смущения с единична мощност;
- $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+2r_j+s)}$ при наличие на случайно появяващи се импулсни смущения с двойна мощност;
- s е отношението „сигнал/шум“;
- T_{EXC} е праговата константа на цензуриращия ПЧЛТ процесор.

P_E е вероятността, че елементът x_i е останал след изпълнението на цензуриращата процедура и има следния вид:

$$P_E = 1 - (1-e_0)^2 \exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0}\right) - 2e_0(1-e_0) \exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}\right) - e_0^2 \exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0(1+2r_j)}\right). \quad (2.45)$$

Полагайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в изрази (2.44), се получава вероятността за лъжлива тревога на цензуриращия ПЧЛТ процесор:

$$P_{fa} = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k} \left\{ (1-e_0)^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0}, k \right) + 2e_0(1-e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+r_j)}, k \right) + e_0^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+2r_j)}, k \right) \right\}. \quad (2.46)$$

2.2.2. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ЕДНОМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

За да бъде проведенят анализ пълен, е изследвано поведението на цензуриращия ПЧЛТ процесор, работещ самостоятелно в условията на интензивно действащи импулсни смущения с биномно разпределение.

За да се осигури поддържане на вероятността за лъжлива тревога постоянна, в откривателя при промяна на входните параметри на смущението е необходимо скаларният фактор T_{EXC} да се адаптира към промяната на параметрите на шумовата среда. Стойността на скаларния фактор в цензуриращ ПЧЛТ откривател ($EXC CFAR$) зависи както от параметрите на смущението, така и от големината на цензуриращия праг. Правилният избор на цензуриращ праг в откривателя води до увеличаване на вероятността за правилно откриване. Подробен анализ на избора на стойността на цензуриращия праг е проведен в [44, 97].

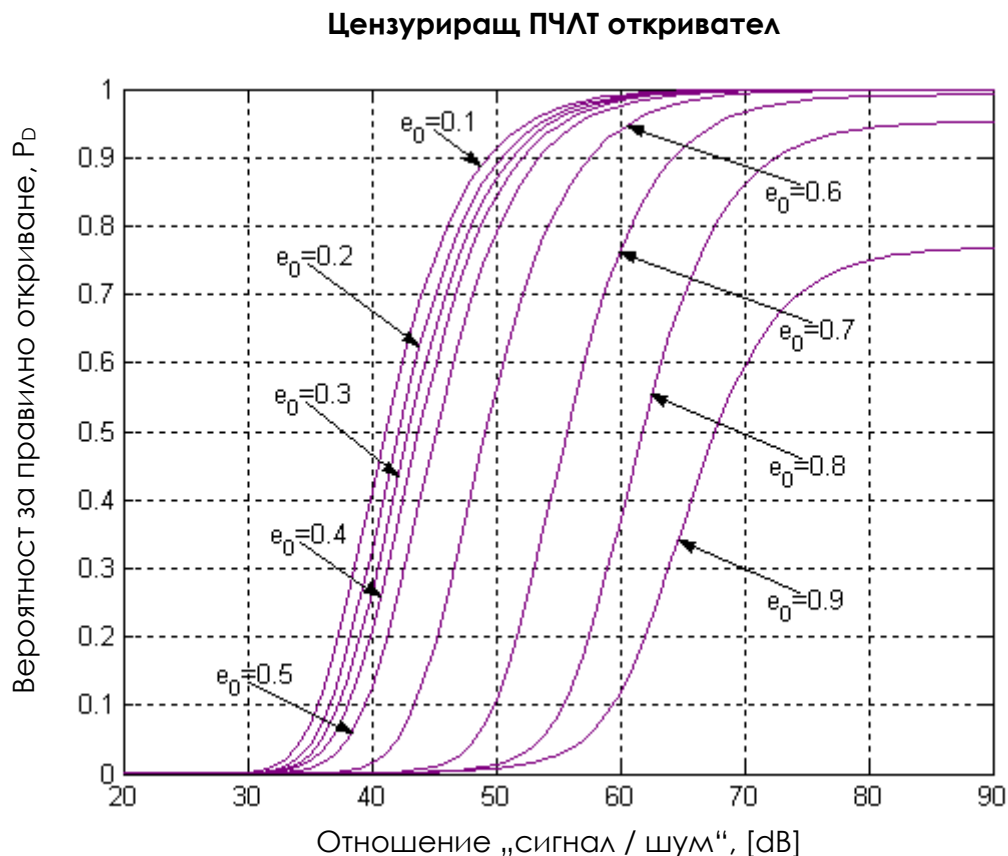
Скаларният фактор T_{EXC} на цензуриращия ПЧЛТ процесор се определя от (2.32), така че условието $P_{FA} = const$, да бъде изпълнено. В таблица 2.3 са показани получените по итеративен път резултати, които удовлетворяват горното условие, за две стойности на големината на обучаващия прозорец $N = 16$ и 32 , за $P_{FA} = 10^{-4}$, за вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за вероятност за поява на импулсни смущения $e_0 = 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$ и средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB].

e_0	$N = 16$	$N = 32$
0.1	12 750	11 602
0.2	15 655	14 026
0.3	18 185	15 820
0.4	21 215	17 236
0.5	28 265	18 562
0.6	68 176	20 321
0.7	293 988	25 673
0.8	1 105 999	115 599
0.9	2 745 555	1 266 299

Таблица 2.3 Скаларен фактор T_{EXC} на ПЧЛТ процесор с цензуриране

На фигура 2.10 са представени получените резултати за вероятността за правилно откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател, работещ в условията на случайно появяващи се импулсни смущения с променлива интензивност, при следните параметри $\lambda_0 = 1$, $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$.

Вероятността за правилно откриване на цензуриращия ПЧЛТ откривател зависи от избора на цензуриращия праг, отношението „сигнал/шум“ и параметрите на случайно появяващите се импулсни смущения. От една страна, увеличаването на отношението „сигнал/шум“ води до увеличаване на вероятността за правилно откриване, а от друга страна, увеличаването на вероятността за поява на случайно появяващи се импулсни смущения намалява вероятността за правилно откриване.



Фигура 2.10 Вероятност за правилно откриване на цензуриращ ПЧЛТ процесор в условие на случайно появяващи се импулсни смущения с променяща се интензивност

Максимално увеличение на вероятността за правилно откриване в цензуриращия откривател се получава при оптимален избор на цензуриращ праг B_E . При малък праг на откриване се цензурират както смущенията, така и някои от стойностите на шума на приемника. Това води до неправилно определяне на нивото шума и оттам до намаляване на вероятността за правилно откриване. От друга страна, увеличаването на цензуриращия праг води до пропускане на повече смущения при формирането на оценката на шума, а оттам също и до намаляване на вероятността за правилно откриване.

При наличие на сигнал с определена стойност на отношението „сигнал/шум“, вероятността за правилно откриване намалява с увеличаване на средната мощност и/или вероятността за поява на случайно появяващи се импулсни смущения.

Наличието на случайно появяващи се импулсни смущения, дори с малка честота на поява, води до неподдържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога при фиксирана стойност на скаларен фактор. Вместо да се поддържа дадена стойност на вероятността за лъжлива тревога, например $P_{FA} = 10^{-4}$, тя се увеличава значително и нарушава работата на откривателя. Правилният избор на скаларен фактор е от съществено значение за откривателя.

Получените резултати са нови и могат да бъдат приложени успешно при решаването на редица практически задачи в областта на откриването на сигнали на фона на интензивно действащи импулсни смущения.

Средният праг на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател е получен посредством методиката, предложена от Rohling в [138]. Резултатите от изследването са публикувани в [15*].

След заместване и полагайки $U = T / \lambda_0$, се получава моментно генериращата функция на оценката на цензуриращ ПЧЛТ откривател.

$$M_V \left(\frac{T}{\lambda_0} \right) = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ \sum_{i=0}^k C_k^i \left[\frac{e_0}{(1 - \exp(R_1))} \right]^i \left[\frac{(1 - e_0)}{(1 - \exp(R_2))} \right]^{k-i} \cdot \left[\frac{1 - \exp \left(R_1 - \frac{B_E T}{k \lambda_0} \right)}{1 + \frac{T(1 + r_j)}{k}} \right]^i + \left[\frac{1 - \exp \left(R_2 - \frac{B_E T}{k \lambda_0} \right)}{1 + \frac{T}{k}} \right]^{k-i} \right\}, \quad (2.47)$$

където:

$$R_1 = \frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}, \quad R_1 = \frac{-B_E}{\lambda_0}. \quad (2.48)$$

Средният праг на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател се получава, като се определи първата производна на (2.47) и в получения израз се замести $\lambda_0 = 1$ и $T = 0$.

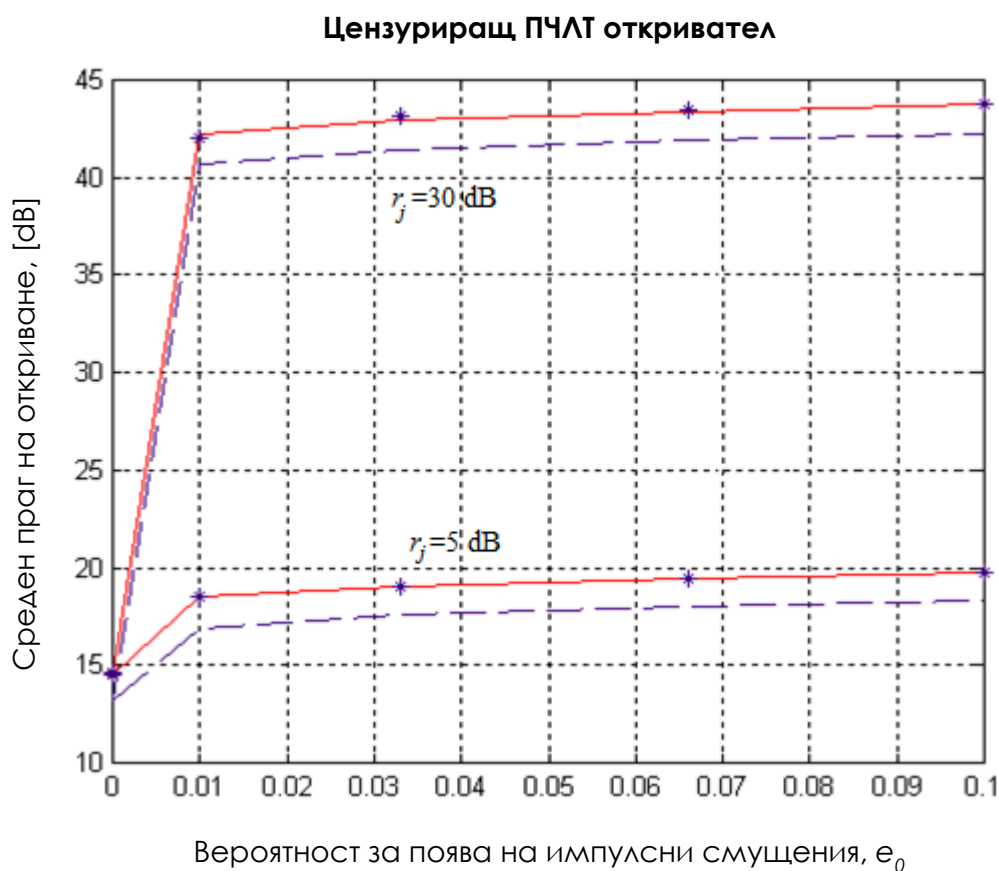
$$\begin{aligned} ADT = -T \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k} & \left\{ \sum_{i=0}^k C_k^i \left[\frac{e_0}{(1-\exp(R_1))} \right]^i \left[\frac{(1-e_0)}{(1-\exp(R_2))} \right]^{k-i} \right. \\ & \left. \left\{ i(1-\exp(R_1))^{i-1} \left[\exp(R_1) \frac{B_E}{k} - (1-\exp(R_1)) \frac{1}{k} (1+r_j) \right] (1-\exp(R_2))^{k-i} + \right. \right. \\ & \left. \left. + (k-i)(1-\exp(R_2))^{k-i-1} \left[\exp(R_2) \frac{B_E}{k} - (1-\exp(R_2)) \frac{1}{k} \right] (1-\exp(R_1))^i \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (2.49)$$

След математически преобразувания се получава крайният вид на средния праг на откриване на цензуриращия ПЧЛТ откривател в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения.

$$\begin{aligned} ADT_{EXCCFAR} = -T \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k} & \left\{ \sum_{i=0}^k C_k^i \left[\frac{e_0}{(1-\exp(R_1))} \right]^i \left[\frac{(1-e_0)}{(1-\exp(R_2))} \right]^{k-i} \right. \\ & \left. \left\{ \frac{(1-\exp(R_1))^i}{(1-\exp(R_2))^{i+1-k}} \frac{i}{k} \left[\frac{B_E(\exp(R_1) - \exp(R_2))}{(1-\exp(R_1))} - r_j(1-\exp(R_2)) \right] + \right. \right. \\ & \left. \left. + \exp(R_2)(B_E + 1) - 1 \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Резултатите за средния праг на откриване, получени аналитично (—), чрез прилагане на Монте Карло симулационен анализ (*) и чрез вероятностен анализ (—) са показани на фигура 2.11. Резултатите са получени при праг на цензуриране $B_E = 2$ и параметри на хаотично импулсните смущения: $r_j = 5, 30$ [dB], $e_0 = 0 \div 0.1$, $N = 16$, $P_{FA} = 10^{-6}$, $\lambda_0 = 1$.

Резултатите и от трите метода са много близки, като тези от вероятностните характеристики и Монте Карло симулацията съвпадат напълно, а средният праг на откриване получен от израза за средния праг на откриване, е с около 2 [dB] по-малък.

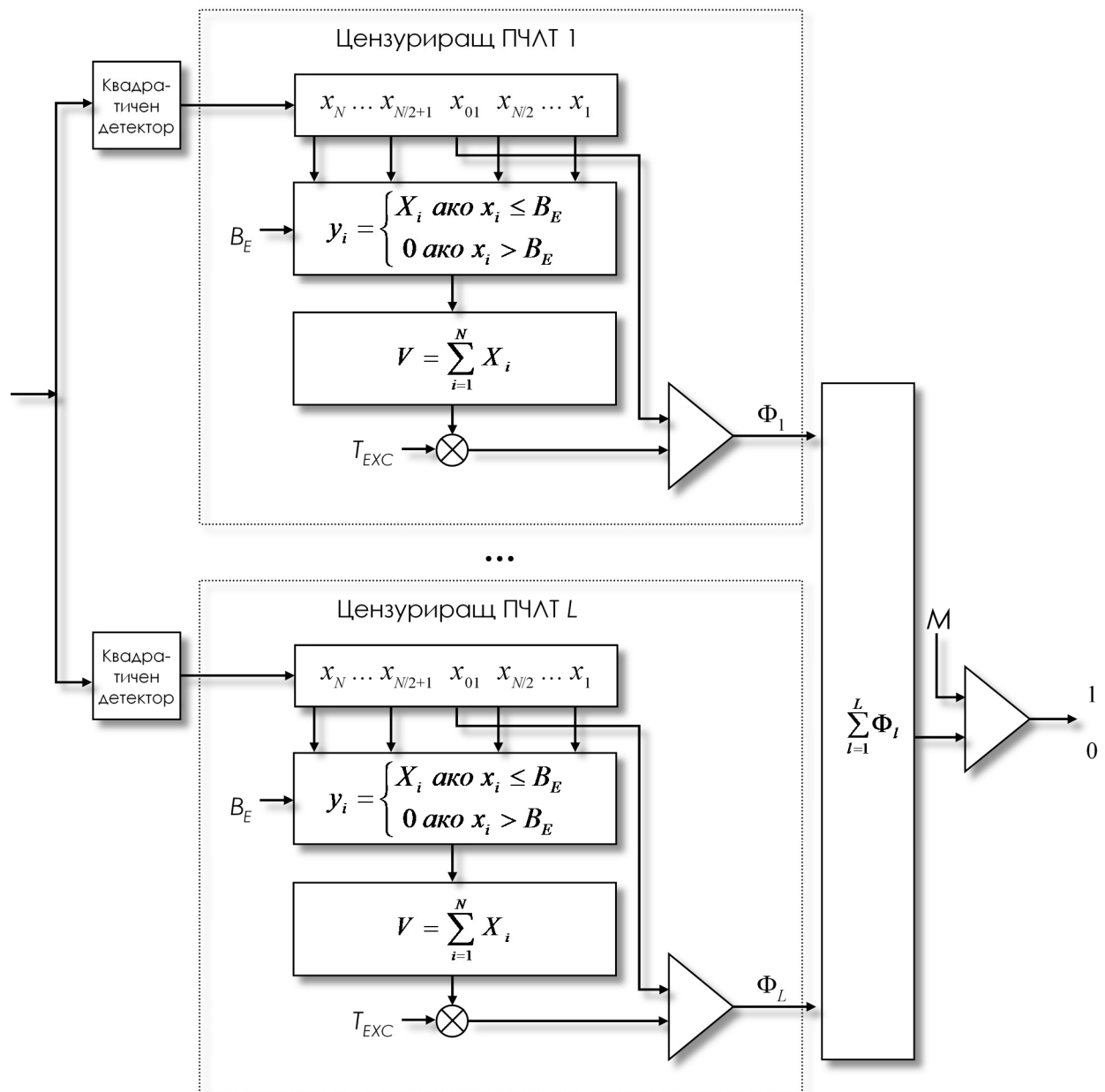


**Фигура 2.11 Среден праг на откриване на цензуриращ
ПЧЛТ откривател**

Наличието на хаотични импулсни смущения увеличават средния праг на откриване на ПЧЛТ откривателя, като увеличението е значително при увеличаване на средната мощност на смущението. Увеличаването на вероятността за поява на импулсни смущения от своя страна не оказва съществена промяна на прага. Това се дължи на допълнителната прагова обработка на обучаващия прозорец на откривателя. В резултат на цензурирането на импулсните смущения в обучаващия прозорец, тяхната честота за поява не оказва съществено влияние върху прага на откриване.

2.2.3. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ДВУМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Блоковата схема на двумерен цензуриращ ПЧЛТ откривател с бинарно натрупване (*Excision Constant False Alarm Rate with Binary Integration – EXC CFAR BI*) е показана на фигура 2.12.



Фигура 2.12 Блокова схема на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател

Принципът на работа на цензуриращия ПЧЛТ откривател с бинарно натрупване (*EXC CFAR BI*) е подобен на осредняващия бинарен ПЧЛТ откривател (*CFAR BI*), изследван в предишния параграф, но разликата се състои в това, че за откриването на единичен импулс се използва едномерен цензуриращ ПЧЛТ процесор (*EXC CFAR*) във всеки от каналите по азимут. Откривателят се състои от L на брой едноканални цензуриращи ПЧЛТ процесори, работещи в паралел, и бинарен интегратор на изхода [44].

Стойностите на сигналите от обучаващия прозорец ($x_1, \dots, x_N$) във всеки от L -те канала се сравняват с прага на цензуриране B_E , като сигналите с по-голяма мощност, надхвърлящи цензуриращия праг, се нулират, а останалите с по-малка стойност от прага B_E запазват големината си. Оценките на нивото на смущението в обучаващите L прозорци се получава от останалите ненулеви стойности след цензурирането. Ненулевите елементи се сумират и разделят на броя им.

В цензуриращия ПЧЛТ откривател с бинарно натрупване всички L тествани клетки се сравняват с праг, който е произведение на оценката на нивото на шума V_l от всеки канал по азимут със скаларен фактор T_{EXC} , гарантиращ поддържането на постоянно ниво на честотата на лъжлива тревога. Откриването на пакета радиолокационни импулси се извършва след бинарно натрупване на откритите импулси в L -те канала и сравнението им с постоянен бинарен праг M .

Вероятността за правилно откриване и лъжлива тревога на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател в условия на Поасонов поток от импулсни смущения са аналитично изведени и изследвани в [44]. Вероятността за правилно откриване се получава от (2.27) след заместване на вероятността за откриване на единичен импулс с цензуриращ ПЧЛТ откривател (2.42).

$$P_D = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_d)^l (1 - P_d)^{L-l},$$

$$P_d = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + s)}, k \right) + e_0 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + r_j + s)}, k \right) \right\}, \quad (2.51)$$

където P_E е вероятността, че даден елемент x_i от обучаващия прозорец остава на изхода на цензуриращото устройство (2.35), M_V е моментно генериращата функция на оценката на нивото на смущението (2.40).

Полагайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в (2.51), се получава вероятността за лъжлива тревога на цензуриращия ПЧЛТ откривател.

$$P_{FA} = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_{fa})^l (1 - P_{fa})^{L-l},$$

$$P_{fa} = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0}, k \right) + e_0 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + r_j)}, k \right) \right\}. \quad (2.52)$$

Скаларният фактор T_{EXC} на изследвания откривател се определя от (2.52) така, че вероятността за лъжлива тревога да има желаната от потребителя стойност.

Вероятността за правилно откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор за цел от типа Сверлинг II, в условията на биномно разпределени случайно появяващи се импулсни смущения, е получена в [44] и има следния математически израз:

$$P_d = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0)^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + s)}, k \right) + \right.$$

$$\left. + 2e_0 (1 - e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + r_j + s)}, k \right) + e_0^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + 2r_j + s)}, k \right) \right\}, \quad (2.53)$$

където $M_V(U, k)$ е моментната генерираща функция на оценката на нивото на смущението V , като приемаме, че:

- $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + s)}$ при липса на импулсно смущение;
- $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + r_j + s)}$ при наличие на случайно появяващи се импулсни смущения с единична мощност;
- $U = \frac{T_{EXC}}{\lambda_0 (1 + 2r_j + s)}$ при наличие на случайно появяващи се импулсни смущения с двойна мощност;
- s е отношението „сигнал/шум“;
- T_{EXC} е праговата константа на цензуриращия ПЧЛТ процесор.

P_E е вероятността, че елементът x_i е останал след изпълнението на цензуриращата процедура и има следния вид:

$$P_E = 1 - (1 - e_0)^2 \exp \left(\frac{-B_E}{\lambda_0} \right) - 2e_0 (1 - e_0) \exp \left(\frac{-B_E}{\lambda_0 (1 + r_j)} \right) - e_0^2 \exp \left(\frac{-B_E}{\lambda_0 (1 + 2r_j)} \right). \quad (2.54)$$

Полагайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в израза (2.53), се получава вероятността за лъжлива тревога на цензуриращия бинарен ПЧЛТ процесор:

$$P_{fa} = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k} \left\{ (1-e_0)^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0}, k \right) + 2e_0(1-e_0) M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+r_j)}, k \right) + e_0^2 M_V \left(\frac{T_{EXC}}{\lambda_0(1+2r_j)}, k \right) \right\}. \quad (2.55)$$

Поддържането на вероятността за лъжлива тревога постоянна в откривателя налага скаларният фактор непрекъснато да се променя с промяната на параметрите на смущението. Увеличаването на вероятността за поява и мощността на смущенията води до увеличение на скаларния фактор. Наличието на допълнителна прагова обработка в цензуриращия откривател намалява влиянието на импулсните смущения върху формирането на оценката на нивото на смущението в откривателя, следователно изменението на скаларния фактор много слабо зависи от параметрите на смущението.

2.2.4. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ДВУМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Анализът на действието на цензуриращия бинарен ПЧЛТ процесор, работещ самостоятелно като откривател, започва с определяне на скаларните коефициенти, които гарантират поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога. В таблица 2.4 са представени получените по изчислителен път стойности на праговите константи, които гарантират изпълнението на горното условие при два варианта на бинарното решаващо правило за цензуриращия ПЧЛТ процесор. Влиянието на промяната на интензивността на импулсните смущения се отчита от изменението на скаларните фактори. Увеличаването на вероятността за поява на импулсните смущенията и промяната на мощността им води до увеличаване на стойността на скаларния фактор.

Както беше показано в предходния параграф от дисертационния труд, при изследването на цензуриращия едномерен ПЧЛТ откривател, работещ в условията на биномно разпределени импулсни смущения, най-висока вероятност за правилно

откриване се получава при използването на цензуриращ праг със стойност $B_E = 2$. Интерес представлява анализът на чувствителността на цензуриращия бинарен ПЧЛТ откривател към промяната на параметрите на случайно появяващите се импулсните смущения при две стойности на бинарния праг $M/L = 10/16$ и $16/16$.

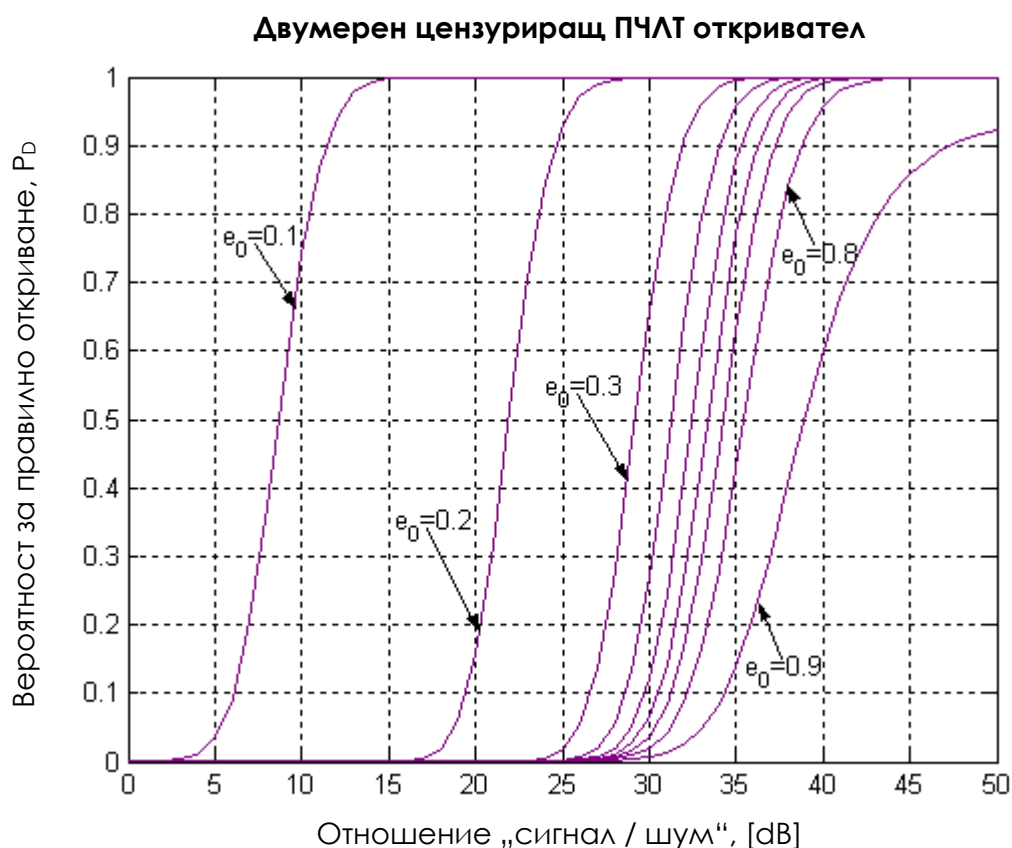
e_0	$M/L = 10/16$	$M/L = 16/16$
0.1	7.1162	1.8831
0.2	142.7784	2.1544
0.3	697.8724	2.5797
0.4	1093.3	3.3448
0.5	1415.9	5.2840
0.6	1715.9	82.8785
0.7	2038.0	279.3980
0.8	2409.5	420.8292
0.9	2566.7	304.9783

Таблица 2.4 Скаларен фактор T_{EHC} на двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор

Вероятностните характеристики на правилно откриване на изследвания процесор са показани на фигури 2.13 и 2.14. Резултатите са получени с помощта на уравнение (2.53), при следните параметри на импулсните смущения: $INR = 30$ [dB] и $e_0 = 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8$ и 0.9 . Броят на каналите по азимут е $L = 16$, големината на обучаващия прозорец е $N = 16$ и откривателят поддържа вероятност за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$.

Увеличаването на вероятността за поява на хаотични импулсни смущения води до намаляване на вероятността за правилно откриване на цензуриращия бинарен ПЧЛТ откривател, при фиксирана стойност на отношението „сигнал/шум“.

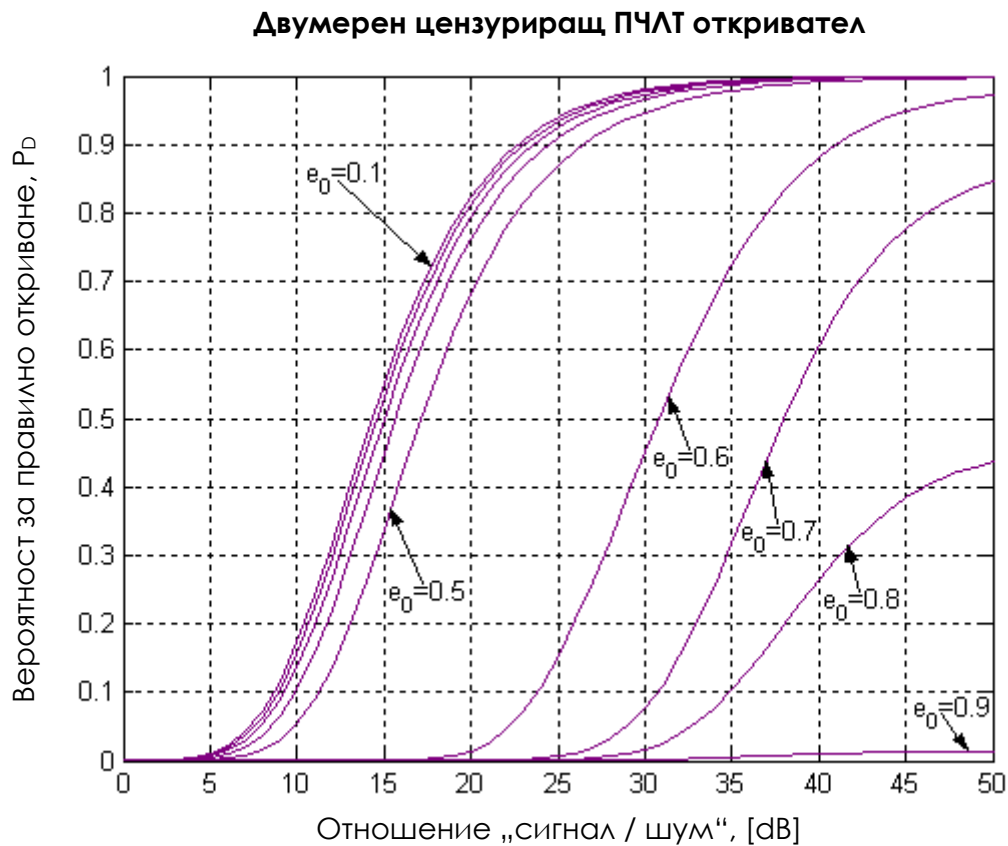
От фигура 2.13 се вижда, че промяната на вероятността за поява на импулсните смущения оказва по-съществено влияние върху вероятността за правилно откриване при бинарен праг $M = 10$. Наличието на допълнителната прагова обработка с цензуриращия праг B_E намалява влиянието на вероятността за поява на хаотичните импулсни смущения върху работата на откривателя.



Фигури 2.13 *Вероятност за правилно откриване на двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор с бинарно натрупване на сигнала*

Резултатите, показани на фигура 2.14, също потвърждават направения извод, че увеличаването на вероятността за поява на импулсните смущения води до намаляване на вероятността за правилно откриване на цензуриращия бинарен ПЧЛТ откривател при фиксирана стойност на отношението „сигнал/шум“. При работа на процесора с бинарен праг $M = 16$, вероятността за правилно откриване се запазва почти постоянна при увеличаване на вероятността за поява на импулсни смущения, до стойности от порядъка на $e_0 = 0.3$.

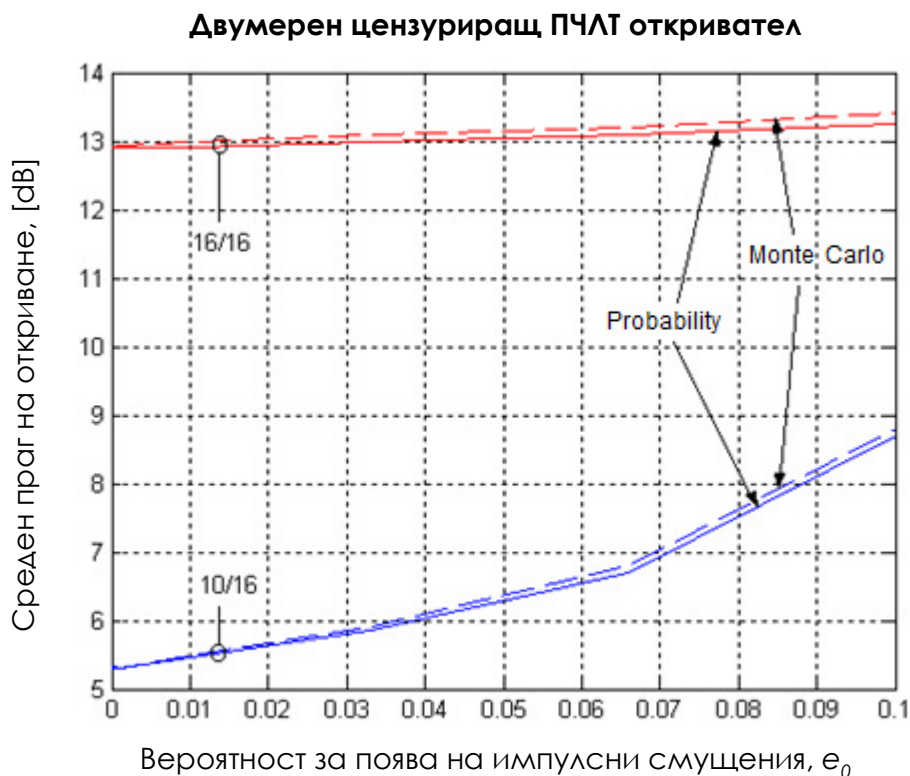
Наличието на допълнителна прагова обработка при двумерния цензуриращ ПЧЛТ откривател повишава ефективността на процеса на откриване, като намалява влиянието на вероятността за поява на импулсните смущения върху работата на откривателя. За по-големи стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, вероятността за правилно откриване значително намалява.



Фигури 2.14 *Вероятност за правилно откриване на двумерен цензуриращ ПЧЛТ откривател с бинарно натрупване на сигнала*

Средният праг на откриване на изследвания двумерен цензуриращ ПЧЛТ откривател е получен посредством отношението „сигнал/шум“, необходимо, за да получим вероятност за правилно откриване със стойност 0.5. Тази вероятност е получена посредством израза за вероятността за правилно откриване на изследвания откривател (2.51) и посредством Монте Карло симулационен анализ.

Средният праг на откриване във функция на вероятността за поява на хаотичните импулсни смущения е показан на фигура 2.15, резултатите от моделирането са отбелязани с пунктир, а тези от вероятностния анализ характеристики – с непрекъснатата линия. Получените нови резултати са публикувани в [15*].



**Фигура 2.15 Среден праг на откриване на двумерен цензуриращ
ПЧЛТ откривател**

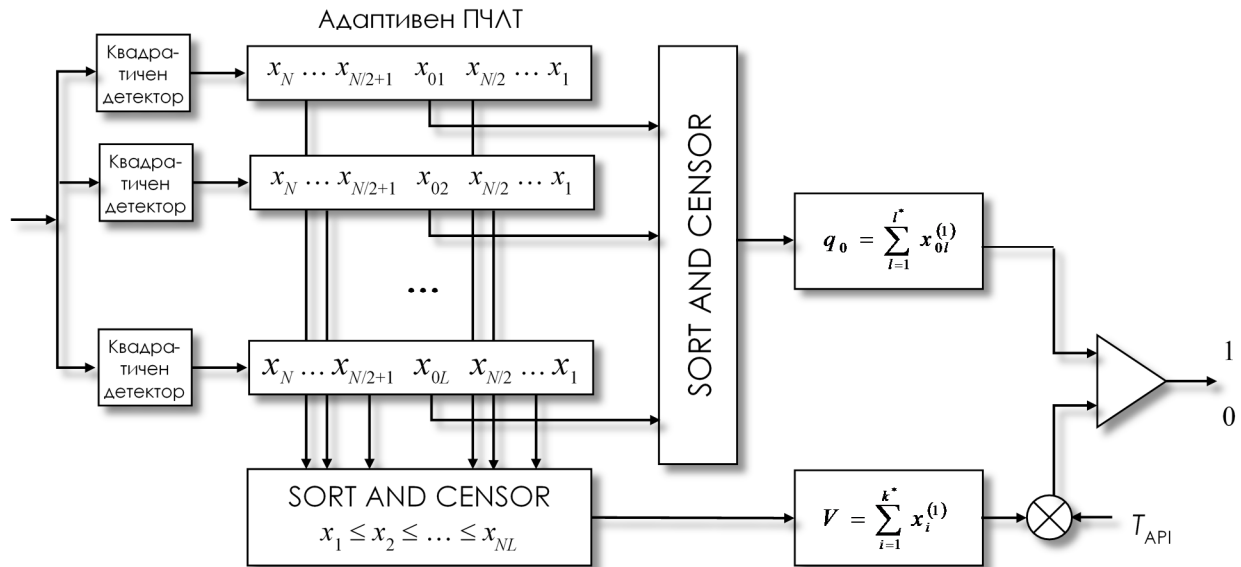
Резултатите, получени от двата метода на изследване, са много близки, като разликата между тях е до 1 [dB]. Това ни позволява да използваме метода Монте Карло за получаване на средния праг на откриване в случаите на неизвестна аналитична зависимост за вероятността за правилно откриване на двумерен цензуриращ ПЧЛТ откривател в условията на биномен поток от хаотични импулсни смущения.

В заключение може да се каже, че използването на цензуриращия ПЧЛТ процесор с бинарно натрупване на сигнала, работещ като самостоятелен откривател в условията на интензивно действащи случайно появяващи се импулсни смущения е едно добро решение.

2.3. АДАПТИВЕН РАДАРЕН ОТКРИВАТЕЛ С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ, ПОДДЪРЖАЩ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

2.3.1. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА АДАПТИВЕН ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

На фигура 2.16 е показана блоковата схема на двумерен адаптивен откривател (с некохерентно натрупване), осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога (*Adaptive Post detection Integration Constant False Alarm Rate – API CFAR*).



Фигура 2.16 Адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала

Вероятностите за правилно откриване и лъжлива тревога на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване в условия на Поасонов поток от хаотични импулсни смущения са нови и са изведени аналитично в [2*, 3*]. Вероятността за правилно откриване на целта се определя като:

$$P_D = \int_0^\infty f_V(V) dV \int_{T_{PI} V}^\infty f_q(q_0 / H_1) dq_0, \quad (2.56)$$

където $f_V(V)$ е плътността на разпределение на оценката на мощността на смущението, а $f_q(q_0/H_1)$ е плътност на разпределение на сумарен сигнал при условие, че в тестваната извадка е целта.

Вероятността за лъжлива тревога се определя аналогично на вероятността за правилно откриване, но при отношението „сигнал/шум“ равно на нула $s = 0$.

$$P_{FA} = \int_0^{\infty} f_V(V) dV \int_{T_{PI}V}^{\infty} f_q(q_0/H_0) dq_0, \quad (2.57)$$

където $f_q(q_0/H_1)$ е плътност на разпределение на сумарния сигнал при условие, че в тестваната извадка се съдържат само шумът и смущението.

Плътността на разпределение на оценката на мощността на смущението $f_V(V)$ се получава посредством обратно Лапласово преобразуване на моментната генерираща функция.

$$f_V(V) = L^{-1}[M_V(U)]. \quad (2.58)$$

Моментно генериращата функция на оценката на мощността на смущението V в обучаващата извадка е изведена в [3*].

$$M_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} \frac{\binom{LN}{i} e_0^i (1-e_0)^{LN-i}}{(1+\lambda_0 U)^{LN-i} (1+\lambda_0^* U)^i}, \quad (2.59)$$

където $\lambda_0^* = \lambda_0(1+r_j)$.

В този случай плътността на разпределение на оценката на мощността на смущението се определя като:

$$f_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} \binom{LN}{i} e_0^i (1-e_0)^{LN-i} \cdot L^{-1} \left[\frac{1}{(1+\lambda_0 U)^{LN-i} (1+\lambda_0^* U)^i} \right]. \quad (2.60)$$

Решавайки този израз в [3*], е получена плътността на разпределение на оценката на мощността на смущението $f_V(V)$ като:

$$f_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} \binom{LN}{i} e_0^i (1-e_0)^{LN-i} [f_1(V) + f_2(V)], \quad (2.61)$$

където:

$$f_1(V) = \sum_{k=0}^{LN-i-1} \frac{V^k \exp(-V/\lambda_0)}{k! (\lambda_0)^{k+1}} a_{k,i}, \quad (2.62)$$

$$f_2(V) = \sum_{k=0}^{i-1} \frac{V^k \exp(-V/\lambda_0^*)}{k!(\lambda_0^*)^{k+1}} b_{k,i}$$

и

$$\begin{aligned} a_{k,i} &= (-1)^i \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0^*} \right)^i \binom{LN-k-2}{i-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^* - \lambda_0} \right)^{LN-k-1}, \\ b_{k,i} &= (-1)^{LN-i} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0} \right)^{LN-i} \binom{LN-k-2}{LN-i-1} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0 - \lambda_0^*} \right)^{LN-k-1}. \end{aligned} \quad (2.63)$$

Плътноста на разпределение на сумарния сигнал при условие, че тестваната извадка е пакет импулси отразени от целта $f_q(q_0/H_1)$ се получава също посредством обратно Лапласово преобразуване на моментната генерираща функция на сумарния сигнал, формиран от елементите на тестваната извадка.

$$f_q(q_0/H_1) = L^{-1} [M_{q_0}(U)]. \quad (2.64)$$

Моментно генериращата функция на сумарния сигнал (q_0), формиран от елементите на тестваната извадка, е получена в [3*], посредством заместване на (2.32) в (2.8).

$$M_{q_0}(U) = \sum_{j=1}^L \frac{\binom{l}{j} e_0^j (1-e_0)^{L-j}}{(1+\lambda_s U)^{L-j} (1+\lambda_s^* U)^j}, \quad (2.65)$$

където $\lambda_s = \lambda_0(1+s)$ и $\lambda_s^* = \lambda_0(1+s+r_j)$.

Плътноста на разпределение на сумарния сигнал има вида:

$$f_q(q_0/H_1) = \sum_{j=1}^L \binom{l}{j} e_0^j (1-e_0)^{L-j} \cdot L^{-1} \left[\frac{1}{(1+\lambda_s U)^{L-j} (1+\lambda_s^* U)^j} \right]. \quad (2.66)$$

Решавайки това уравнение, се получава:

$$f_q(q_0) = \sum_{j=1}^L \binom{l}{j} e_0^j (1-e_0)^{L-j} [f_1(q_0) + f_2(q_0)], \quad (2.67)$$

където:

$$f_1(q_0) = \sum_{n=0}^{L-j-1} \frac{q_0^n \exp\left(\frac{-q_0}{\lambda_s}\right)}{n!(\lambda_s)^{n+1}} c_{n,j}, \quad (2.68)$$

$$f_2(q_0) = \sum_{n=0}^{j-1} \frac{q_0^n \exp\left(\frac{-q_0}{\lambda_s^*}\right)}{n! (\lambda_s^*)^{n+1}} d_{n,j}$$

и

$$\begin{aligned} c_{n,j} &= (-1)^j \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s^*}\right)^j \binom{L-n-2}{j-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* - \lambda_s}\right)^{L-n-1}, \\ d_{n,j} &= (-1)^{L-j} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s}\right)^{L-j} \binom{L-n-2}{L-j-1} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s - \lambda_s^*}\right)^{L-n-1}. \end{aligned} \quad (2.69)$$

Използвайки (2.56) за вероятността за правилно откриване на изследвания ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване, се получава:

$$P_D = \sum_{i=1}^{LN} \binom{LN}{i} e_0^i (1-e_0)^{LN-i} \sum_{j=1}^L \binom{L}{j} e_0^j (1-e_0)^{L-j} \int_0^\infty [f_1(V) + f_2(V)] dV \left[\int_{VT_n}^\infty f_1(q_0) dq_0 + \int_{VT_n}^\infty f_2(q_0) dq_0 \right]. \quad (2.70)$$

Решавайки първия интеграл в [3*], се получава:

$$P_D = \sum_{i=1}^{LN} \binom{LN}{i} e_0^i (1-e_0)^{LN-i} \sum_{j=1}^L \binom{L}{j} e_0^j (1-e_0)^{L-j} \int_0^\infty [f_1(V) + f_2(V)] \cdot [I_1(V) + I_2(V)] dV, \quad (2.71)$$

където:

$$\begin{aligned} I_1(V) &= \sum_{n=0}^{L-j-1} c_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s}\right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s)}{l!}, \\ I_2(V) &= \sum_{n=0}^{j-1} d_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s^*}\right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s^*)}{l!}. \end{aligned} \quad (2.72)$$

Вероятността за правилно откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала има вида:

$$P_D = \sum_{i=1}^{LN} \binom{LN}{i} e_0^i (1-e_0)^{LN-i} \sum_{j=1}^L \binom{L}{j} e_0^j (1-e_0)^{L-j} (F_1(i, j) + F_2(i, j) + F_3(i, j) + F_4(i, j)), \quad (2.73)$$

където:

$$\begin{aligned} F_1(i, j) &= \sum_{n=0}^{L-j-1} c_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}}\right)^l \sum_{k=0}^{LN-i-1} \binom{k+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}}\right)^{k+1} a_{k,i}, \\ F_2(i, j) &= \sum_{n=0}^{j-1} d_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}}\right)^l \sum_{k=0}^{LN-i-1} \binom{k+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}}\right)^{k+1} a_{k,i}, \end{aligned} \quad (2.74)$$

$$F_3(i, j) = \sum_{n=0}^{L-j-1} c_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{k=0}^{i-1} \binom{k+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{k+1} b_{k,i},$$

$$F_4(i, j) = \sum_{n=0}^{j-1} d_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{k=0}^{i-1} \binom{k+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{k+1} b_{k,i}.$$

Вероятността за лъжлива тревога на *CFAR PI* откривател се получава от (2.73) при полагане на отношението „сигнал/шум“ равно на нула $s = 0$.

Наличието на хаотично импулсни смущения, както в обучаващия прозорец, така и в тестваната извадка, влошава работата на ПЧЛТ откривателите. Премахването на влиянието на тези смущения е възможно, ако те не участват при формирането на нивото на шума и оценката на сигнала. Както беше показано в предишните параграфи, при наличие на допълнителна прагова обработка се подобрява работата на откривателите. В [96] Himonas и Barkat предлагат ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване да използва процедура за премахване (цензуриране) на клетките, съдържащи смущения при формирането на оценката на смущението. В [2*, 3*] е предложено същата цензурираща процедура да се използва и за тествания прозорец.

Съгласно този алгоритъм, всички елементи с висок интензитет на сигнала се премахват от обучаващия и тествания прозорец. Алгоритъмът се състои от следните етапи:

1: Елементите на обучаващия прозорец $\vec{X} = (x_1, x_2, \dots, x_{NL})$ и елементите на тествания прозорец $\vec{X}_0 = (x_{01}, x_{02}, \dots, x_{0L})$ се сортират във възходящ ред.

$$x_1^{(1)} \leq x_2^{(1)} \leq \dots \leq x_i^{(1)} \leq \dots \leq x_{NL}^{(1)} \quad \text{и} \quad x_{01}^{(1)} \leq x_{02}^{(1)} \leq \dots \leq x_{0i}^{(1)} \leq \dots \leq x_{0L}^{(1)}. \quad (2.75)$$

Горният индекс в скоби показва, че става дума за вече подредената извадка.

2: Всеки от така подредените елементи се сравнява с адаптивен праг, съгласно следното правило [3*]:

$$x_{i+1}^{(1)} \geq s_i^x T_i^x, \quad i = 1, \dots, NL-1 \quad \text{и} \quad x_{0j+1}^{(1)} \geq s_j^{x0} T_j^{x0}, \quad j = 1, \dots, L-1, \quad (2.76)$$

където $s_i^x = \sum_{l=1}^i x_l^{(1)}$ и $s_j^{x0} = \sum_{l=1}^j x_{0l}^{(1)}$.

Тегловните коефициенти T_i^x и T_j^{x0} се определят в зависимост от зададената вероятност за фалшиво цензуриране (P_{fa}^{cen}):

$$P_{fa}^{cen} = \binom{NL}{i} \frac{1}{[1 + T_i^x(NL - i)]^i} \text{ и } P_{fa}^{cen} = \binom{L}{j} \frac{1}{[1 + T_j^{x0}(L - j)]^j}. \quad (2.77)$$

Рекурсивната процедура спира, когато се изпълни условието (2.76). По този начин обучаващият и тестваният прозорци са разделени на две части:

$$\vec{X}^{(1)} = (x_1^{(1)}, \dots, x_{k^*}^{(1)}) \cup (x_{k^*+1}^{(1)}, \dots, x_{NL}^{(1)}) \text{ и } \vec{X}_0^{(1)} = (x_{01}^{(1)}, \dots, x_{0l^*}^{(1)}) \cup (x_{0l^*+1}^{(1)}, \dots, x_{0L}^{(1)}). \quad (2.78)$$

Първата част съдържа „чисти“ елементи, т.е. без импулсни смущения. Всички тези елементи могат да бъдат използвани за изчисляване на оценката V и сумарния сигнал q_0 .

$$V = \sum_{n=1}^{k^*} x_n^{(1)} \text{ и } q_0 = \sum_{l=1}^{l^*} x_{0l}^{(1)}, \quad (2.79)$$

където k^* и l^* са броят на клетките в обучаващата и тестваната извадки, несъдържащи импулсни смущения.

Вероятностите за правилно откриване и лъжлива тревога на изследвания API $CFAR$ откривател за случая на Поасонов модел на ХИС са изведени аналитично в [3*]. След спирането на рекурсивната процедура на адаптивния ПЧЛТ откривател се счита, че повечето или всички от случайните импулси са във втората част на обучаващия и тествания прозорец. Броят на сумираните елементи е случайна величина. В този случай вероятността за откриване P_D зависи от броя на сумираните елементи (k^* , l^*) в цензурираните $\vec{X}^{(1)} = (x_1^{(1)}, \dots, x_{k^*}^{(1)})$ и $\vec{X}_0^{(1)} = (x_{01}^{(1)}, \dots, x_{0l^*}^{(1)})$ и се определя от израза при условие, че в цензурираните извадки няма ХИС.

$$P_D(s, k^*, l^*) = \sum_{i=0}^{l^*-1} \binom{k^* + i - 1}{i} \frac{T_{API}^i (1+s)^{k^*}}{(T_{API} + s + 1)^{k^* + i}}. \quad (2.80)$$

Броят на елементите, несъдържащи ХИС в тествания и обучаващия прозорци, е съответно l и k . Те са независими случайни величини с биномен закон на разпределение, т.е. при всяка следваща реализация l и k ще бъдат различни. Вероятността, че броят на елементите в тествания прозорец несъдържащи ХИС е l , се дава от израза:

$$p_l = \binom{L}{l} (1 - e_0)^l e_0^{L-l} \quad (2.81)$$

и съответно вероятността, че броят на елементите в обучаващия прозорец несъдържащи ХИС е k , се дава от израза:

$$p_k = \binom{N}{k} (1 - e_0)^k e_0^{N-k}. \quad (2.82)$$

Тъй като при дадена конкретна реализация l и k са неизвестни, то се извършва описаният по-горе цензуриращ алгоритъм, който всъщност дава оценките на l и k , т.е. l^* и k^* . Тук съществуват по три възможности:

$$\begin{cases} 1. & k^* < k \\ 2. & k^* = k \\ 3. & k^* > k \end{cases} \quad \begin{cases} 1. & l^* < l \\ 2. & l^* = l \\ 3. & l^* > l \end{cases} \quad (2.83)$$

Всяка възможност се характеризира със своята вероятност за поява, съответно:

$$\begin{cases} 1. & P[k^* < k] \\ 2. & P[k^* = k] \\ 3. & P[k^* > k] \end{cases} \quad \begin{cases} 1. & P[l^* < l] \\ 2. & P[l^* = l] \\ 3. & P[l^* > l] \end{cases} \quad (2.84)$$

За да се използва зависимостта (2.80), е необходимо цензурираните извадки да съдържат само шума на приемника и приетия полезен сигнал.

Вероятността за откриване $P_D(s, k^*, l^*)$ е случайна величина, понеже зависи от случайните k^* и l^* , т.е. от k и l . Въпреки че при всяка конкретна реализация P_D ще бъде различно, като цяло тя ще има определена средна стойност, която може да се получи чрез осредняване първо по всички k^* и l^* , а после по всички k и l , вземайки предвид техните вероятности за поява p_k и p_l .

$$P(s, k, l^*) = P[k^* < k] \cdot P_D(s, k^*, l^*) + P[k^* = k] \cdot P_D(s, k^*, l^*) + P[k^* > k] \cdot P_D(s, k^*, l^*). \quad (2.85)$$

Приемайки, че $P[k^* = k] \rightarrow 1$, т.е. $k^* = k$ се получава:

$$P_D(s, k, l^*) \cong P_D(s, k^*, l^*). \quad (2.86)$$

След осредняване по l^* се получава:

$$P_D(s, k, l) = P[l^* < l] \cdot P_D(s, k, l^*) + P[l^* = l] \cdot P_D(s, k, l^*) + P[l^* > l] \cdot P_D(s, k, l^*). \quad (2.87)$$

Аналогично приемайки, че $P[l^* = l] \rightarrow 1$, т.е. $l^* = l$

$$P_D(s, k, l) \cong P_D(s, k, l^*). \quad (2.88)$$

След осредняване по всички k се получава:

$$P(s, l) = \sum_{k=0}^{NL} p_k P_D(s, k, l), \quad (2.89)$$

а след осредняване по всички l

$$P_D(s) = \sum_{k=0}^{NL} p_k \cdot \sum_{l=0}^L p_l \cdot P_D(s, k, l). \quad (2.90)$$

В този израз $k = 0$ означава, че всички елементи в обучаващия прозорец съдържат импулсни смущения. Тогава цензуриращият алгоритъм ще „пропусне“ всички елементи от обучаващия прозорец, защото в този случай нямаме нееднородност и нехомогенност в обучаващия прозорец. При $k = 0$, $p_{k=0} = \epsilon_0^N$ и $l \neq 0$ за $P_D(s, k, l)$ се получава:

$$P_D(s, 0, l, r_j) = \sum_{i=0}^{l-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+s}{1+r_j} \right)^{N+i}}. \quad (2.91)$$

Аналогично е и при $l = 0$ тогава $p_{l=0} = \epsilon_0^L$ и при $k \neq 0$ за $P_D(s, k, l)$ се получава:

$$P_D(s, k, 0, r_j) = \sum_{i=0}^{L-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i (1+r_j+s)^k}{(T_{API} + 1+r_j+s)^{k+i}}. \quad (2.92)$$

При едновременно събждане на $k = 0$ и $l = 0$ с вероятност $p_{k=0} \cdot p_{l=0} = \epsilon_0^{N+L}$ се получава:

$$P_D(s, 0, 0, r_j) = \sum_{i=0}^{L-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^{N+i}}. \quad (2.93)$$

Вземайки под внимание горните разсъждения, се получава:

$$\begin{aligned} P_D(s, r_j) = & \sum_{k=1}^N p_k \sum_{l=1}^L p_l \sum_{i=0}^{l-1} P_D(s, k, l) + \sum_{k=1}^N p_k p_{l=0} P_D(s, k, 0, r_j) + \\ & + \sum_{l=1}^L p_l p_{k=0} P_D(s, 0, l, r_j) + p_{k=0} p_{l=0} P_D(s, 0, 0, r_j). \end{aligned} \quad (2.94)$$

А след заместване в [3*] е получена вероятността за правилно откриване на адаптивен некохерентен ПЧЛТ процесор за цел от типа Сверлинг II в условията на Поасоново разпределени случайно появяващи се импулсни смущения:

$$\begin{aligned}
 P_D(s, r_j, e_0) = & \sum_{k=1}^N \binom{N}{k} (1-e_0)^k e_0^{N-k} \sum_{l=1}^L \binom{L}{l} (1-e_0)^l e_0^{L-l} \sum_{i=0}^{l-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i (1+s)^k}{(T_{API} + 1+s)^{k+i}} + \\
 & + \sum_{k=1}^N \binom{N}{k} (1-e_0)^k e_0^{N-k} e_0^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i (1+r_j+s)^k}{(T_{API} + 1+r_j+s)^{k+i}} + \\
 & + \sum_{l=1}^L \binom{L}{l} (1-e_0)^l e_0^{L-l} e_0^N \sum_{i=0}^{l-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+s}{1+r_j} \right)^{N+i}} + \\
 & + e_0^N e_0^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^{N+i}}.
 \end{aligned} \tag{2.95}$$

Полагайки отношението „сигнал/шум“ равно на нула ($s = 0$) в израза (2.95), се получава вероятността за лъжлива тревога на адаптивния некохерентен ПЧЛТ процесор:

$$\begin{aligned}
 P_{fa} = & \sum_{k=1}^N \binom{N}{k} (1-e_0)^k e_0^{N-k} \sum_{l=1}^L \binom{L}{l} (1-e_0)^l e_0^{L-l} \sum_{i=0}^{l-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i}{(T_{API} + 1)^{k+i}} + \\
 & + \sum_{k=1}^N \binom{N}{k} (1-e_0)^k e_0^{N-k} e_0^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i (1+r_j)^k}{(T_{API} + 1+r_j)^{k+i}} + \\
 & + \sum_{l=1}^L \binom{L}{l} (1-e_0)^l e_0^{L-l} e_0^N \sum_{i=0}^{l-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1}{1+r_j} \right)^{N+i}} + \\
 & + e_0^N e_0^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i}{(T_{API} + 1)^{N+i}}.
 \end{aligned} \tag{2.96}$$

Скаларният фактор T_{API} на откривателя, поддържащ вероятността за лъжлива тревога постоянна, се получава от (2.52) при полагане на отношението „сигнал/шум“ равно на нула.

2.3.2. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА АДАПТИВЕН ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

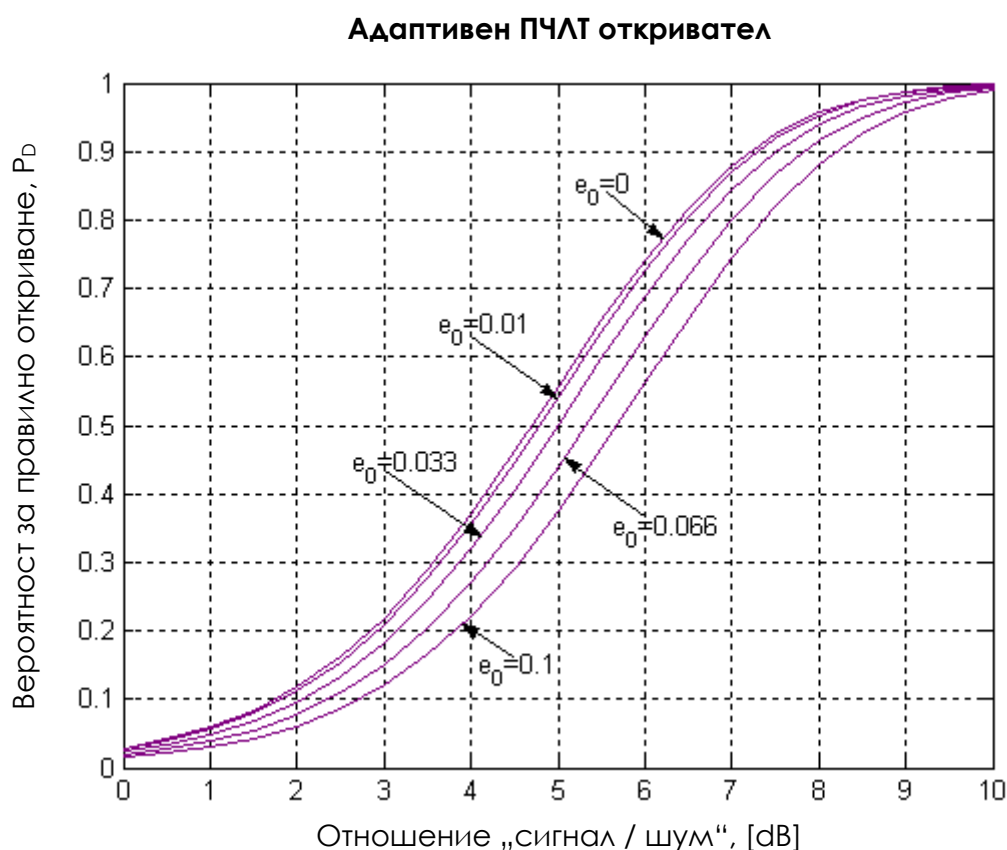
Анализът на действието на адаптивния некохерентен ПЧЛТ процесор, представен в [15*], показва много добри резултати при работа в условията на интензивни случайно появяващи се импулсни смущения. Затова интерес представлява поведението на двумерния адаптивен некохерентен ПЧЛТ процесор, работещ самостоятелно като откривател в условията на утежнена шумова среда.

С цел поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога, са представени изчислените стойности на скаларния фактор, които осигуряват изпълнението на това условие. Резултатите са получени за различни обеми на тестваната извадка за различни стойности на вероятността за поява на импулсните смущения и при различни стойности на вероятността за лъжлива тревога са представени в таблица 2.5.

e_0	P_{FA}	$N = 16$ и $L = 16$	$N = 16$ и $L = 32$
		$INR = 10 [dB]$ и $INR = 30 [dB]$	$INR = 10 [dB]$ и $INR = 30 [dB]$
0	10^{-4}	3.950	7.0878
	10^{-6}	6.0233	10.6250
	10^{-8}	8.7413	15.2578
0.01	10^{-4}	4.0533	7.2873
	10^{-6}	6.2484	11.0587
	10^{-8}	9.1995	16.1383
0.033	10^{-4}	4.309	7.7822
	10^{-6}	6.8228	12.1659
	10^{-8}	10.4148	18.4768
0.066	10^{-4}	4.7278	8.5935
	10^{-6}	7.8151	14.0819
	10^{-8}	12.6774	22.8404
0.1	10^{-4}	5.2377	9.5826
	10^{-6}	9.1142	16.5961
	10^{-8}	15.9710	29.2174

Таблица 2.5 Стойности на скаларните фактори T_{API} на API CFAR процесор

На фигура 2.17 са представени получените резултати от анализа на вероятността за правилно откриване на адаптивният некохерентен ПЧЛТ процесор, работещ като откривател, в условията на Поасоново разпределени случайно появяващи се импулсни смущения. Изследванията са проведени при следните условия на средата $\lambda_0 = 1$, $N = 16$, $L = 16$, $P_{FA} = 10^{-4}$, $INR = 30$ [dB] и вероятност за поява на импулсни смущения $e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066$ и 0.1 .



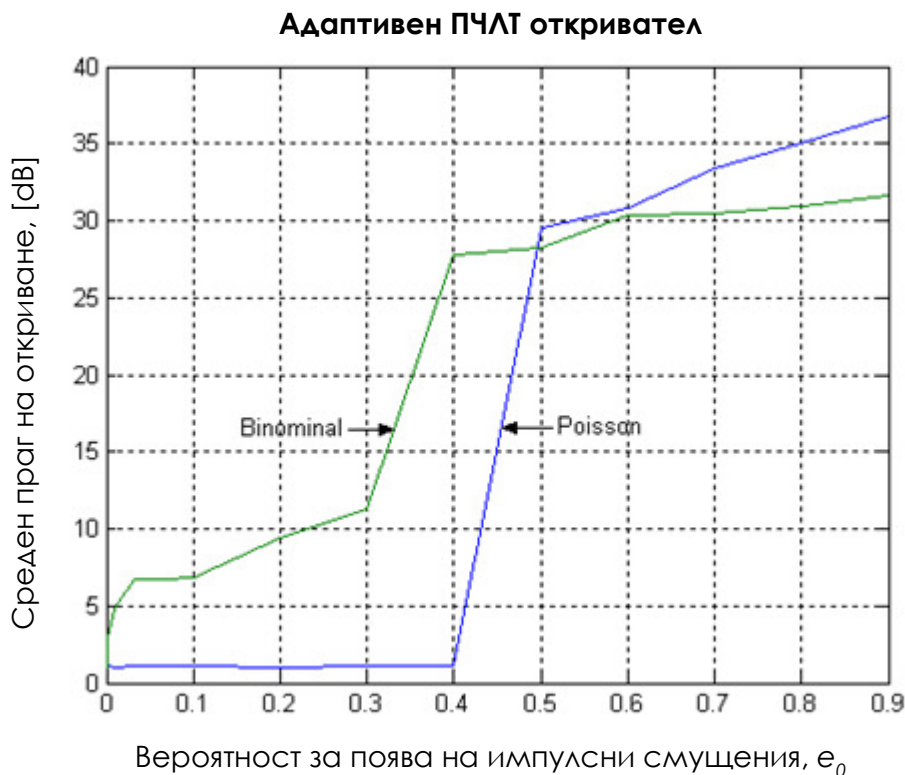
Фигура 2.17 Вероятност за правилно откриване на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала в условията на импулсни смущения с променяща се интензивност

Представените резултати са постигнати при условие, че цензуриращият алгоритъм е работил при оптимални показатели на средата и прилагането му не е довело до натрупване на допълнителна грешка в получаването на резултатите. На практика обаче е възможно цензуриращата процедура да пропусне част от смущенията и тогава качеството на работата на разглеждания адаптивен откривател би

могло да спадне чувствително. Показаните на фигура 2.17 вероятности за правилно откриване са изчислени при различни стойности на вероятността за поява на импулсните смущения за една и съща стойност на вероятността за лъжлива тревога.

Видно е, че увеличаването на вероятността за поява на хаотични импулсни смущения води до намаляване на вероятността за правилно откриване при фиксирана стойност на отношението „сигнал/шум“.

Средният праг на откриване на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване за Поасонов или биномен поток от импулсни смущения е показан на фигура 2.18. Резултатите показват, че правилният избор на вида на потока на смущението е много важен при изследването на ПЧЛТ откривателите. Разликата в средния праг на откриване при неправилно използване на вида на разпределението на потока, достига до 25 [dB], при вероятност за поява на смущения $e_0 = 0.4$.



Фигура 2.18 Среден праг на откриване на адаптивен ПЧЛТ откривател, за Поасонов и биномен поток за поява на смущения

Вероятността за правилно откриване на изследвания откривател пряко зависи от добрата работа на цензуриращата процедура. Ако се подобри цензурирането на

импулсните смущения в изследваните извадки, средният праг на откриване ще се намали или откриването ще се подобри.

Един от начините цензурирането на импулсните смущения да се подобри е да се увеличи размерът на изследваната извадка. Ако увеличим тази извадка от 16 на 32, ще получим съществено подобрене на изследвания алгоритъм на откриване. Наличието на по-голям брой клетки на изследване позволява цензуриращата процедура да се адаптира към средата, и дори при високи вероятности за поява на импулсни смущения алгоритъмът сработва правилно.

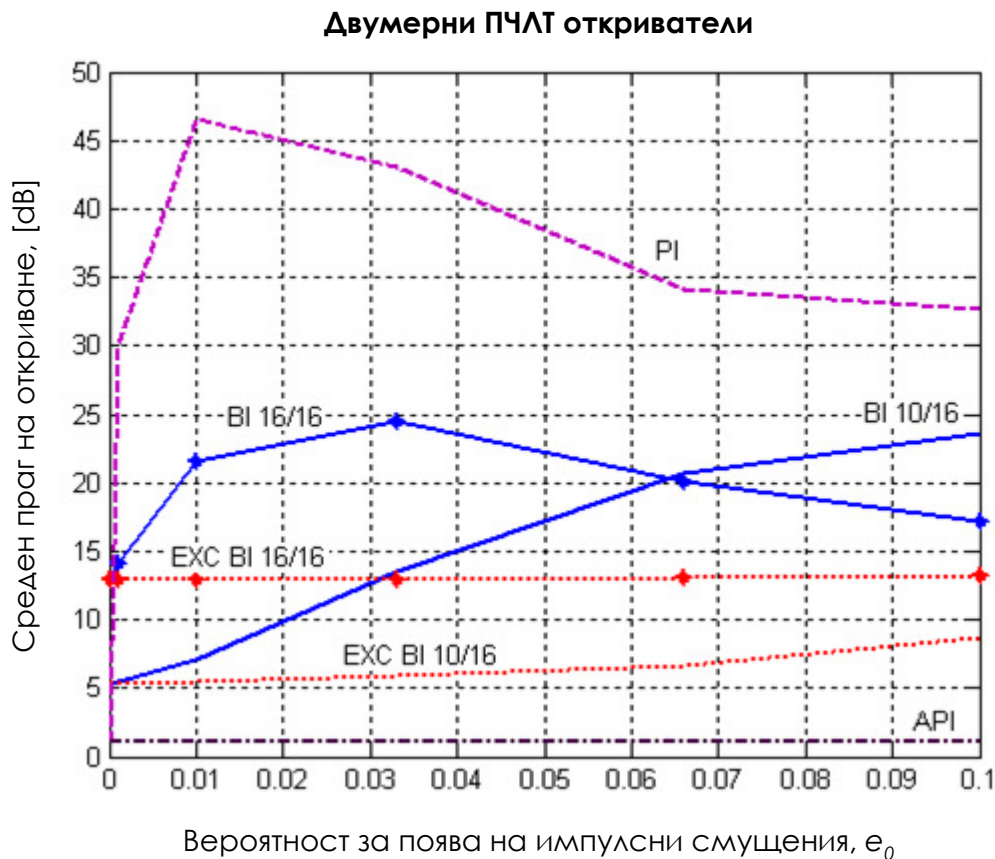
В заключение може да се каже, че качествено изчистване на импулсните смущения от тествания и обучаващия прозорци е от съществено значение за добрата работа на адаптивния ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване.

2.4. ОЦЕНКА НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА РАЗГЛЕДАНИТЕ ТИПОВЕ ОТКРИВАТЕЛИ, РАБОТЕЩИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Изследваните в дисертацията ПЧЛТ откриватели на пакети радиолокационни сигнали са: ПЧЛТ откривател с бинарно натрупване на сигнала (*CFAR BI*); цензуриращ ПЧЛТ откривател с бинарно натрупване на сигнала (*EXC CFAR BI*); ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (*CFAR PI*); адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (*API CFAR*).

Сравнителният анализ на тези откриватели е направен посредством средния праг на откриване на тези ПЧЛТ откриватели при работата им в условия на интензивни потоци от хаотично импулсни смущения. Резултатите от изследването са нови и са публикувани в [15*]. Средните прагове на откриване на изследваните откриватели са получени посредством Монте Карло симулация в средата на MATLAB (фигура 2.19).

Средните прагове са получени за следните входни параметри: средна мощност на отношението „смущение/шум“ $r_j = 30$ [dB]; вероятности за поява на импулсни смущения от 0 до 0.1; брой клетки по разстояние $N = 16$ и по азимут $L = 16$; вероятност за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-6}$; бинарен праг $M = 10$ и 16; праг на цензуриране $B_E = 2$; вероятност за лъжливо цензуриране $P_{fa}^{cen} = 10^{-6}$; брой стартирания на програмата 10^6 .



Фигура 2.19 Средни прагове на откриване на двумерни ПЧЛТ откриватели в условия на Поасонов модел на хаотични импулсни смущения

От фигура 2.19 се вижда, че при подходящ избор на ПЧЛТ откривател е възможно да се открият сигнали с малка средна мощност. Най-нисък среден праг на откриване от изследваните откриватели при зададената входна ситуация има адаптивният ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на полезния сигнал. Това се дължи на факта, че той използва цензурираща процедура за премахване на влиянието на импулсните смущения както в обучаващия прозорец, така и в тестваната извадка. При наличие на смущения със сравнително малка вероятност за поява цензуриращата процедура на адаптивния ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване успява да премахне влиянието на смущенията.

С около 3–4 [dB] по-големи загуби реализира цензуриращият ПЧЛТ откривател с бинарно натрупване на сигнала. Това е така, защото той цензурира импулсните смущения само в обучаващия прозорец. Наличието на смущения в тестваната

извадка увеличава стойността на прага на откриване с цел поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога.

Най-големи загуби в отношението „сигнал/шум“ се наблюдават при ПЧЛТ откривателя с некохерентно натрупване на сигнала. Средният му праг на откриване е със средна стойност около средната мощност на смущението.

2.5. ПРИЛОЖЕНИЕ НА РАЗГЛЕДАНИТЕ ТИПОВЕ ОТКРИВАТЕЛИ, РАБОТЕЩИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

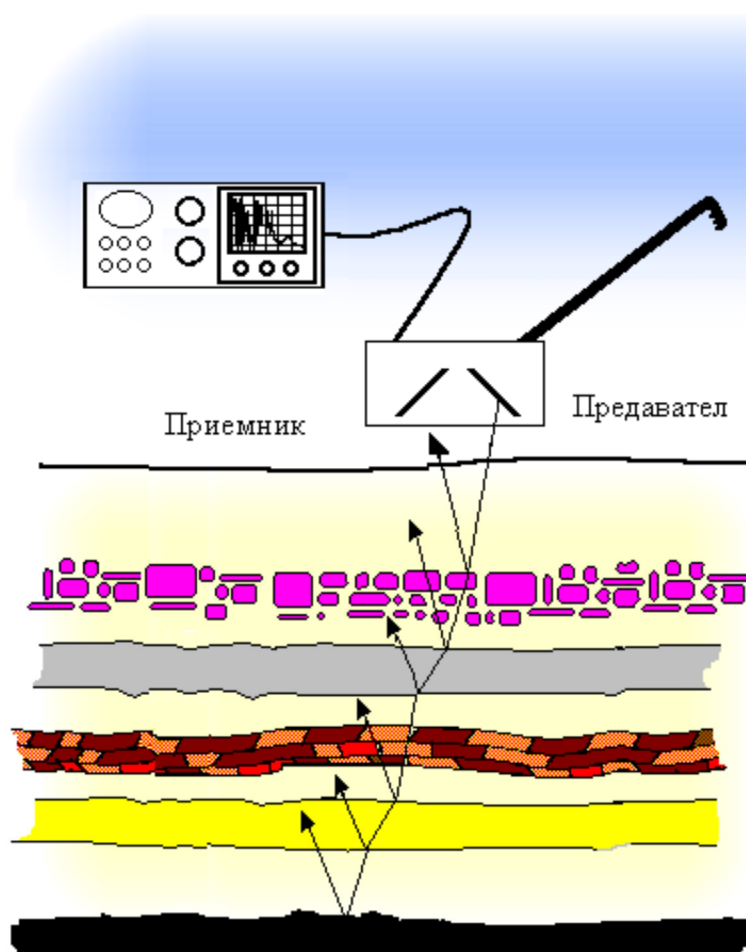
В настоящата точка са представени изследвания, които са намерили приложение в работата по проект с Министерство на икономиката и енергетиката, на тема „Радар за подземно сондиране“ по конкурс на Националния иновационен фонд. Спецификата на процеса на получаване на изображения от радары за подземно сондиране (РПС) утежнява директното локализиране на откритите подземни обекти. Това е една много актуална и недостатъчно добре решена задача. Изследванията от една страна са насочени към необходимостта от допълнителна сигнална обработка с цел подобряване на процеса на локализация на георадарните обекти, а от друга – с имплементацията на получените алгоритми в *FPGA* – сигнални матрици и създаване на графичният интерфейс, визуализиращ работата на радара.

Радарите за подземно сондиране (*Ground Penetration Radar – GPR*) са известен клас устройства, регистриращи промените в електричните характеристики (проводимост и диелектрична проницаемост) на сондираните обекти и среди на разпространение на електромагнитните вълни, които са в пряка зависимост от почвите и скалите, влажността и порестостта им.

Уредът за подземно сондиране (георадар) се базира на безконтактен високочестотен електромагнитен метод, използващ класически принципи на радиолокацията – разпространение на електромагнитни вълни в среди с различна магнитна и електрическа проницаемост. Идеята на метода се състои в излъчване на импулси от електромагнитни вълни и регистриране на сигнали, отразени от границите между слоевете на средата, имащи различни електрофизични свойства. Като пример на граници между слоевете в изследваната среда могат да се посочат:

границата между сух и водоносен грунд (подпочвени води), границата между скалните породи от различен произход (варовик и пясък), границата между грунд и материал от изкуствен произход (почва и тръба), между вода и лед и т.н.

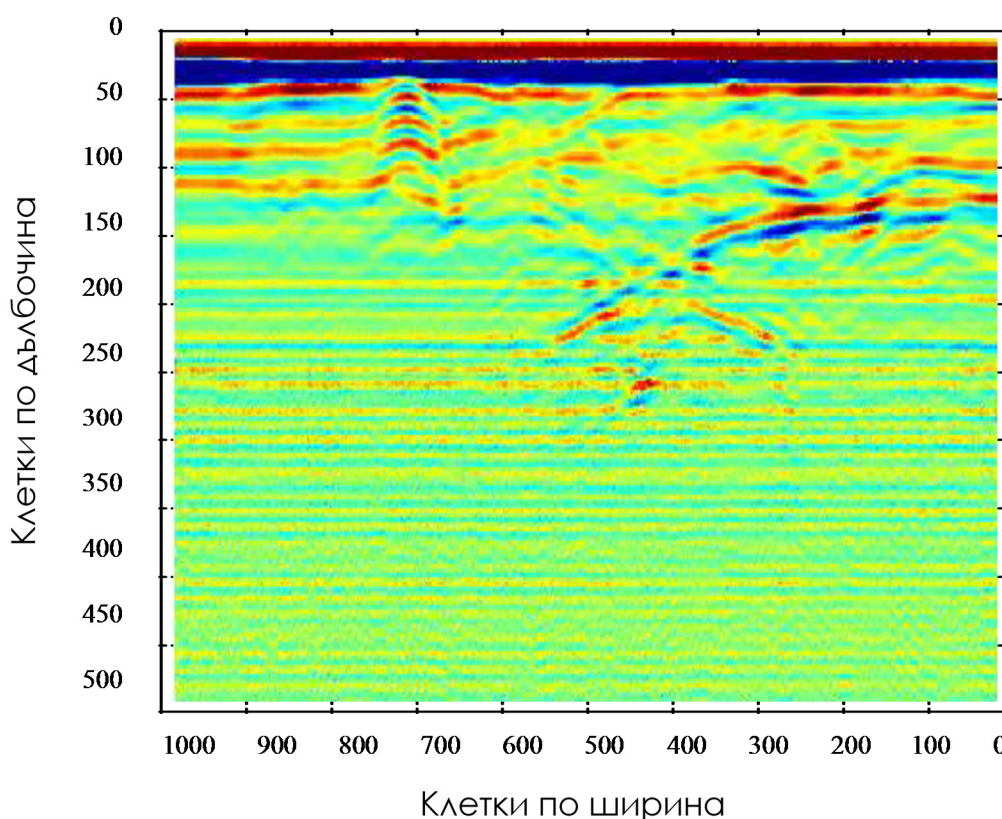
В повечето случаи предавателната антена на радара за подземно сондиране излъчва свръхкъси електромагнитни импулси (обикновено единици или части от наносекунди), имащи 1.0–1.5 периода от квазихармоничен сигнал с много широк честотен спектър на излъчване. Централната честота на излъчвания сигнал и дължината на импулса са най-важни параметри на радара за подземно сондиране, тъй като те определят компромис между желаната дълбочина на проникване и необходимата разрешаваща способност на радара за подземно сондиране по дълбочина. Централната честота на излъчване се определя от типа на антената. Работните честоти на съвременните радари за подземно сондиране се намират в диапазона 10 MHz – 3 GHz.



Фигура 2.20 *Принципна схема за работата на радар за подземно сондиране*

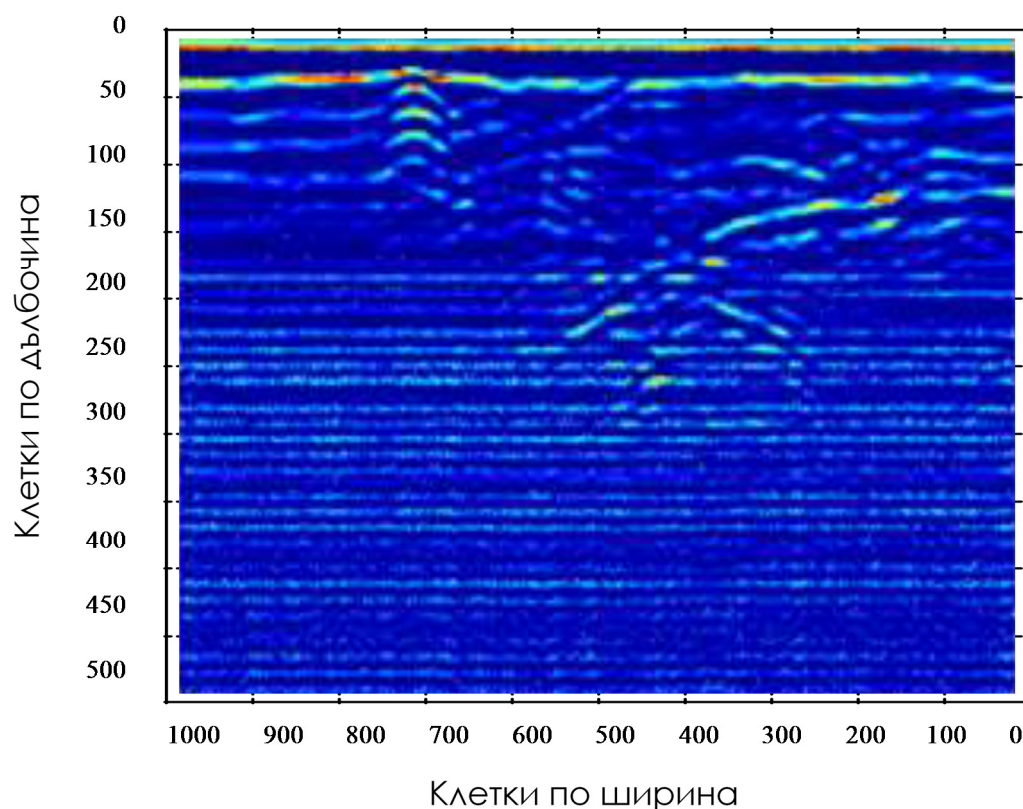
Принципната схема на метода за подземно сондиране е представена на фигура 2.20. При преминаване на електромагнитната вълна от среда с една диелектрична проникваемост в среда с друга диелектрична проникваемост, част от сигнала се отразява обратно и се приема от приемаща антена, усилва се в широколентов усилвател, преобразува се в цифров вид от аналого-цифров преобразувател и се запомня за последваща обработка. След обработката получената информация се изобразява на екрана на монитора, като различните амплитуди се визуализират с различна интензивност или цвят. Събирането на данните се осъществява с помощта на придвижване на радара за подземно сондиране по повърхността на изследвания обект.

На фигура 2.21 е показан запис от радар за подземно сондиране (радиограма). От нея се виждат слоевете между различните видове почви и канализационна тръба и противопехотна мина, намиращи се под тънък слой от мокър пясък.



**Фигура 2.21 Радиограма на канализационна тръба
и противопехотна мина**

Съществуват различни алгоритми за откриването на обекти или слоеве в георадарни профили. В настоящия параграф са представени резултати от прилагането на различни структури на ПЧЛТ алгоритми за обработка на получените радарни записи с цел откриване на границите между различните земни слоеве, [1*]. В проведените изследвания е използван метод за откриване на обекти (цели), който не е много разпространен и прилаган в радарите за подземно сондиране. За откриването на обекти (цели) и слоеве в георадарните профили, се използва известната ПЧЛТ сигнална обработка, която има характера на филтър за изчистване на получените изображения. Хипотезата е, че след ПЧЛТ обработката на профила ще се получи по-ясно и по-лесно за откриване изображение на подземните обекти, в това число тръби, мини и земни слоеве.



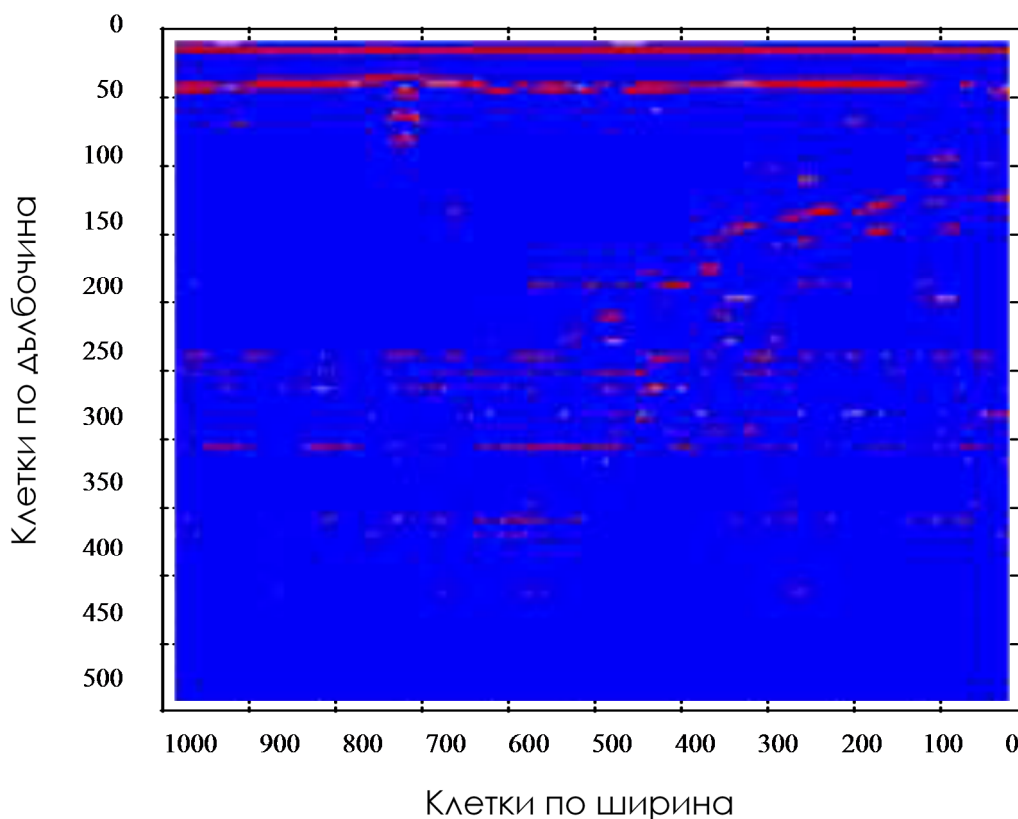
**Фигура 2.22 Осредняваща ПЧЛТ филтрация
на георадарен профил**

След прилагане на осредняваща ПЧЛТ филтрация (обработка) на данните от фигура 2.21 се получава резултатът, показан на фигура 2.22. Сигналната обработка е

извършена с пълзящ прозорец по дълбочина с големина на обучаващия прозорец $N = 16$ и скаларен коефициент $T = 1$.

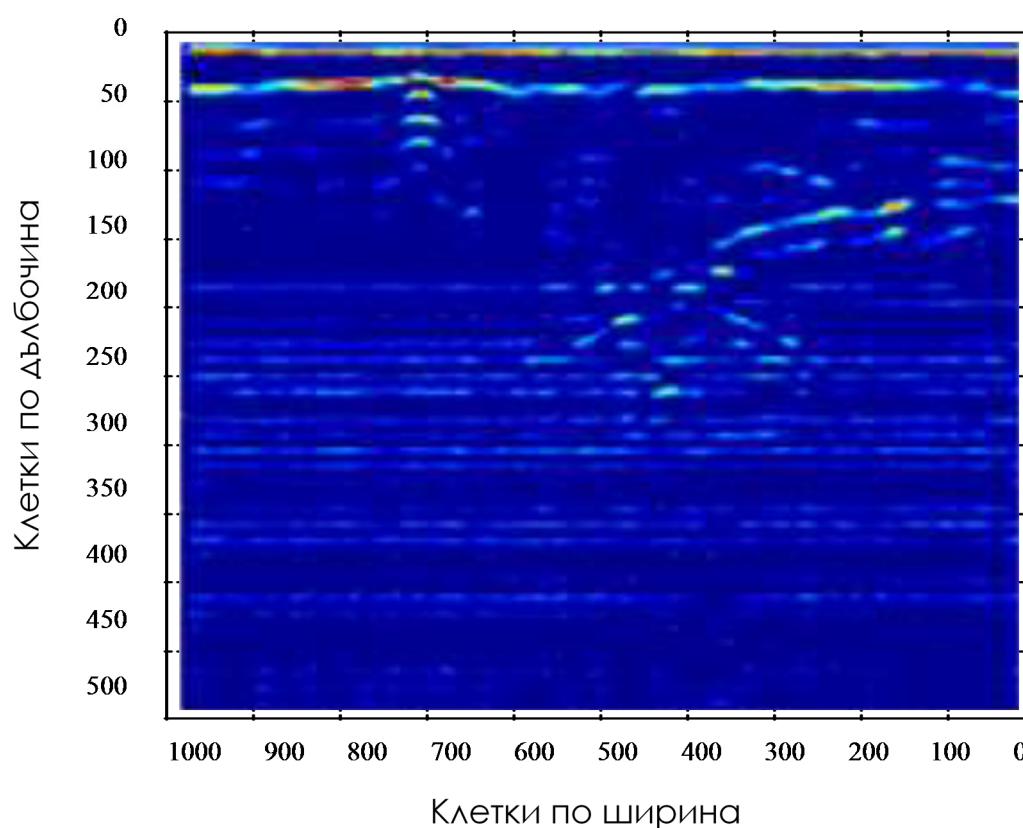
Представените визуално резултати от анализа показват, че в резултат на осредняващата ПЧЛТ филтрация много ясно се открояват границите между различните слоеве пръст. Наличието на обекти (тръби или мини) е добре изразено и видно за наблюдаващия. Проведените изследвания показват, че ако скаларният коефициент на откривателя се увеличи, то границата на слоевете, имащи близки показатели, вече не се откриват толкова ясно, а остават само тези, които имат по-изразена разлика в техния състав.

След прилагане на двумерна осредняваща ПЧЛТ филтрация (обработка) на данните със стойност на бинарното решаващо правило 16/16, проведена при същите условия на експеримента, се получава резултатът, показан на фигура 2.23. Резултатите са получени за двумерен осредняващ ПЧЛТ филтър с пълзящ прозорец по дълбочина с големина на обучаващия прозорец $N = 16$ и $M = 16$ и при стойност на скаларния коефициент $T = 6$.



Фигура 2.23 Двумерна осредняваща ПЧЛТ филтрация на георадарен профил

Представените резултати от анализа на различни структури ПЧЛТ алгоритми за откриване на цели показват недвусмислено предимството и качествата на адаптивния ПЧЛТ откривател. Това заключение е в основата на избора на този алгоритъм и при прилагането му в обработката на разглежданите георадарни профили. Получените резултати в този случай са представени на фигура 2.24. Изследванията са проведени при обработка с пълзящ прозорец по дълбочина, с параметри на адаптивния ПЧЛТ филтър с размер на обучаващия прозорец $N = 16$ и $M = 16$ и стойност на адаптивния праг $T = 18$.



Фигура 2.24 Адаптивна ПЧЛТ филтрация на георадарен профил

Друг аспект от изследванията в областта на георадарната радиолокация е създаването на нов алгоритъм за обработка на последователност от кохерентни импулси с променяща се носеща честота по линеен закон (*Stepped Frequency Signal Processing*), позволяващ на практика да се обработват сигнали с много по-широки честотни ленти от честотната лента на системата за обработка, както и

имплементирането му на *FPGA* сигнална матрица. Получените резултати са представени в статия [27*].

Представените в настоящата точка резултати от проведените приложни изследвания потвърждават хипотезата за ефективността на ПЧЛТ откривателите, работещи в интензивна шумова среда и при различни физически постановки на експеримента.

2.6. ИЗВОДИ ПО ВТОРА ГЛАВА

1. Прието е моделът на отразения сигнал от целта да е флукутиращ по закона Сверлинг II, а потокът от случайно появяващи се импулсни смущения да се описва с Поасонов или биномен закон за разпределение на честотата на появата им. Избрана е честотата на разглежданите потоци да е със стойност 0.1, защото само тогава двата потока имат сходна сигнална структура.

2. Предлага се методика за оценка на ефективността на разглежданите сигнални откриватели на база на използването на критерия за ефективност на ПЧЛТ откривателите, среден праг на откриване.

3. Изследвана е чувствителността на осредняващ едномерен и двумерен ПЧЛТ откривател спрямо промяната на параметрите на Поасонов и биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения. Определени са загубите на откривателя, посредством средния праг на откриване.

4. Изследвана е чувствителността на цензуриращ едномерен и двумерен ПЧЛТ откривател спрямо промяната на параметрите на биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения. Получени са загубите на откривателя посредством средния му праг на откриване.

5. Изследвана е чувствителността на адаптивен ПЧЛТ откривател спрямо промяната на параметрите на Поасонов поток от случайно появяващи се импулсни смущения. Получени са загубите на откривателя посредством средния му праг на откриване.

6. Оценена е ефективността на откривателите, осигуряващи поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога, посредством вероятностните характеристики, отношението „сигнал/шум“ и среден праг на откриване. Разгледана е задачата

от няколко аспекта, като се търси близко до оптималното решение за фиксиран праг, предлагайки решения с адаптивен праг. Намерени са оптимални прагове за откриване в условията на Пуасонов и биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения.

7. Показано е, че използването на цензуриращи и адаптивни към смущението техники води до значително намаляване на загубите, изразени в отношението „сигнал/шум“.

ТРЕТА ГЛАВА

ОТКРИВАТЕЛИ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ, ПОЛЗВАЩИ МАТЕМАТИЧЕСКА ТРАНСФОРМАЦИЯ НА СИГНАЛИТЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В настоящата глава са изследвани Хох откриватели, при които се гарантира поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога с помощта на прилагането на едномерни и двумерни сигнални процесори, работещи в условията на случайно появяващи се импулсни смущения. При увеличаване на вероятността за поява на импулсните смущения, законът на разпределение се променя от Поасонов в биномен, [11]. Чувствителността на разглежданите Хох откриватели към средата на откриване, чрез параметрите на смущението е изследвана посредством оценка на средния праг на откриване, а генерираните загуби изразени с отношението „сигнал/шум“ – съгласно методиката предложена в [138].

С цел подобряване откриваемостта на полезния сигнал в условията на поток от случайно появяващи се импулсни смущения с висока интензивност е изследвано и влиянието на цензуриращи и адаптивни техники, приложени в процеса на откриване на наблюдаваната цел, в структурата на Хох откривателя. Разглежданите Хох откриватели са сравнени посредством средните си прагове на откриване. Определени са оптималните стойности на бинарното решаващо правило в Хох параметричното пространство за разглежданите Хох откриватели.

В хода на разглежданията, представени в настоящата глава от дисертационния труд, са използвани получените нови резултати, публикувани в следните статии [4*, 7*, 8*, 9*, 10*, 11*, 12*, 13*, 14*, 20*, 28*, 29*, 32*, 36*].

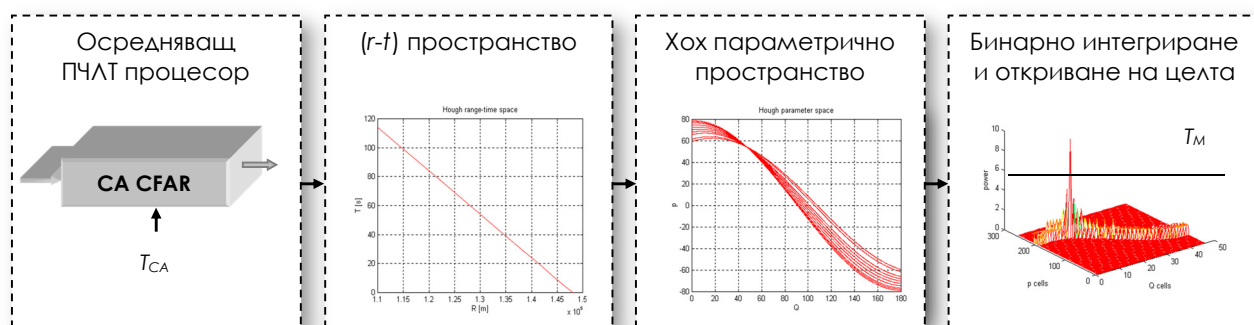
Алгоритъмът на адаптивен Хох откривател с бинарно натрупване на данни в параметричното пространство, включващ два етапа на обработка на сигнала, е

показан в Глава 1. На фигура 1.12. е представена обобщената структурна схема на адаптивен, спрямо промените на средата, откривател. Той се състои от два основни модула – ПЧЛТ сигнален процесор и Хох (*Hough*) откривател. Поддържането на постоянна стойност на вероятността за лъжлива тревога на изхода на Хох откривателя се осигурява от избора на скаларния фактор (T_α) на ПЧЛТ сигналния процесор. Процесът на откриване стартира след постъпване на сигнал, отразен от целта, който се подлага на съгласувана филтрация, след което се извършва квадратично детектиране и се генерира сигналната матрица на приемника. Така получената сигнална матрица постъпва в процесора, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ). В резултат от обработката на сигнала, на изхода на процесора се формира бинарна сигнална матрица, съдържаща нули и единици, индициращи отсъствие или наличие на сигнал в даден елемент на разрешение на радара. Получената сигнална матрица се визуализира от плот екстрактор. Резултати се съхраняват в т.нар. формуляр на координатите на целта, определени от i -тия обзор на радара. За няколко последователно проведени обзора се извършва междуобзорно събиране на плотовете от една наблюдавана цел. Извършва се формиране на $(r-t)$ пространството. От получените до момента резултати еднозначно се определя траекторията на целта. Следва прилагане на Хох трансформация върху получените точки от $(r-t)$ пространството и изобразяването им в Хох параметричното пространство. В резултат от приложеното математическо преобразуване се получават сноп от синусоиди, пресечната точка на които акумулира енергията отразена от целта. Прилагайки сравнителен анализ на получената в резултат на бинарно натрупване стойност за тази енергия, с предварително избран праг (T_M), може еднозначно да се вземе решение за наличие на цел в даден елемент на разрешение по разстояние на радара. Ако полученият резултат е положителен, то се прилага обратно Хох преобразуване, в резултат на което се получава точното разстояние до целта, за даден азимут.

3.1. ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ОСРЕДНЯВАЩ СИГНАЛЕН ПРОЦЕСОР, ПОДДЪРЖАЩ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

3.1.1. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ЕДНОМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

На фигура 3.1 е представена обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда.



Фигура 3.1 Обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор

Вероятностните характеристики на Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор, работещ в условията на Поасоново разпределени случайно появяващи се импулсни смущения, са нови и са публикувани в поредица от статии [4*, 8*, 18*, 20*, 29*, 32*, 36*].

Изразите за вероятностните характеристики, необходими за провеждането на настоящото изследване, са подробно описани в първа и втора глави на настоящия дисертационен труд. Тук са представени само основните математически изрази от проведения статистически анализ на Хох откривателя, според [52].

Пълната вероятност за правилно откриване в Хох пространството P_D може да бъде изчислена по метода на Brunner, като за N_S наблюдения на целта, вероятността за правилно откриване на траектория в Хох пространството има вида:

$$P_D = \sum_{i=T_M}^{N_S} P(i, N_S), \quad (3.1)$$

където $P(m, n)$ е пълната вероятност да се получат точно m откривания от n наблюдения на целта. Или в общ вид имаме следния запис:

$$\begin{aligned} P(0, n) &= [1 - P_d(n)] P(0, n-1) \\ P(m, n) &= [1 - P_d(n)] P(m, n-1) + P_d(n) P(m-1, n-1) \\ P(n, n) &= P_d(n) P(n-1, n-1) \end{aligned} \quad (3.2)$$

където $P_d(n)$ е първична вероятност за откриване за дадено n -то сканиране. За разгледания тип Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор тя е изведена в [43] и има вида:

$$P_d(n) = (1 - e_0) M_V \left(\frac{T}{\lambda_0(1+s)} \right) + e_0 M_V \left(\frac{T}{\lambda_0(1+r_j+s)} \right), \quad (3.3)$$

където $M_V(.)$ е моментната генериращата функция (МГФ) на оценката на нивото на шума.

Пълната вероятност за откриване на лъжлива траектория в Хох пространството е единица минус вероятността, че в нито една клетка от него не е открита траектория:

$$P_{FA} = 1 - \prod_{N_{nm}=T_M}^{\max(N_{nm})} [1 - P_{fa}^{nm}]^{W(N_{nm})}, \quad (3.4)$$

където $\max(N_{nm})$ е максималната стойност на достъпното Хох пространство и $W(N_{nm})$ е броят на Хох клетките, имащи стойност N_{nm} , а вероятността за откриване на лъжлива права линия в клетката (n, m) е:

$$P_{fa}^{nm} = \sum_{l=T_M}^{N_{nm}} \binom{N_{nm}}{l} (P_{fa})^l (1 - P_{fa})^{N_{nm}-l}, \quad (3.5)$$

където P_{fa} е първичната вероятност за лъжлива тревога в отделна клетка на Хох параметричното пространство; за разгледания случай това е вероятността за лъжлива тревога на осредняващият ПЧЛТ процесор (2.18), а T_M е стойността на бинарното решаващо правило в Хох пространството.

3.1.2. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ЕДНОМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

С помощта на числена итерационна процедура е определена стойността на скаларния фактор T_{CA} , изпълняващ условието за запазване на постоянна честотата на лъжлива тревога $P_{FA} = const$. Същият е определен за стойност на праговата константа за откриване на линейна траектория в Хох параметричното пространство $T_M = 2$. Получените в резултат на проведения статистически анализ стойности на скаларния фактор, които гарантират изпълнението на горното условие, са определени за големина на обучаващия прозорец $N = 16$ и $N = 32$, за стойности на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, 10^{-6} и 10^{-8} , за вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за стойности на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$ и за средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB], и са дадени в таблица 3.1.

e_0	P_{FA}	$N = 16$	$N = 32$
0	10^{-4}	1.14	0.462
	10^{-6}	1.85	0.69
	10^{-8}	2.8	0.95
0.01	10^{-4}	590	255
	10^{-6}	1123	450
	10^{-8}	1830	674
0.033	10^{-4}	675	270
	10^{-6}	1230	470
	10^{-8}	1980	698
0.066	10^{-4}	690	257
	10^{-6}	1250	451
	10^{-8}	2005	676
0.1	10^{-4}	672	227
	10^{-6}	1230	417
	10^{-8}	1972	636

Таблица 3.1 Скаларен фактор T_{CA} на Хох откривател
с осредняващ ПЧЛТ процесор

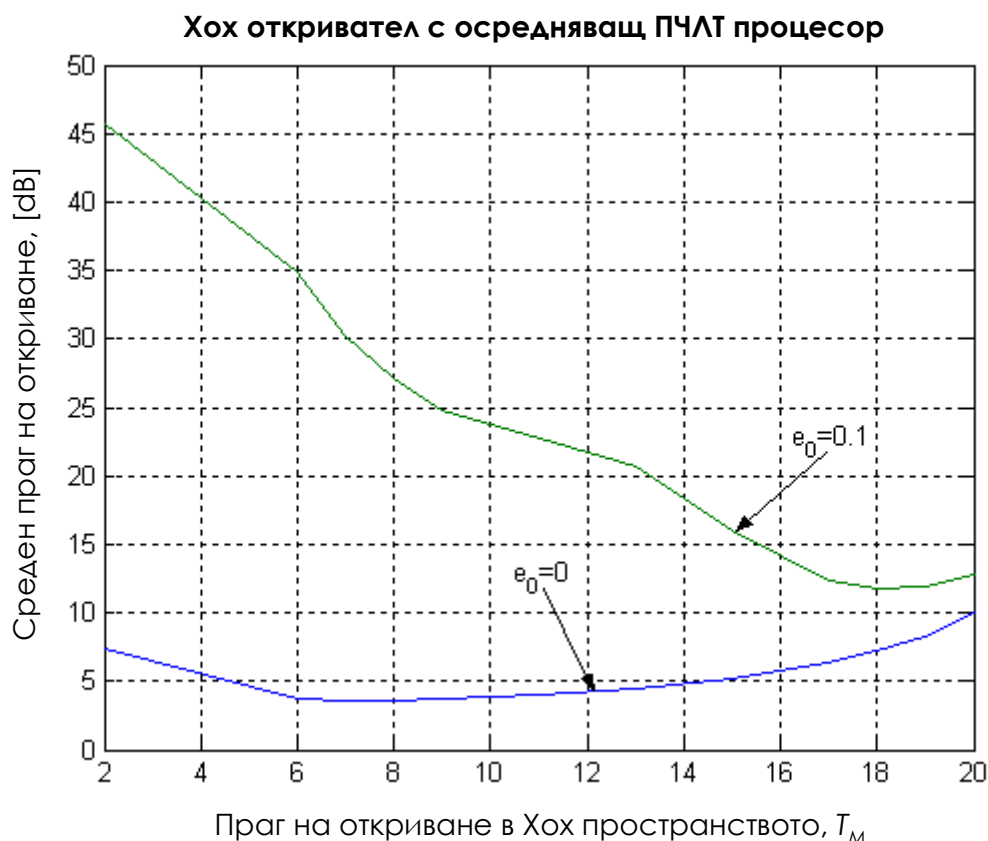
В литературата [50, 51, 52] се обръща особено внимание на критерия за избор на прагова константа в Хох параметричното пространство T_M . При избора на конкретната ѝ стойност се разглеждат два случая – за конвенционалния тип откривател се приема стойността $T_M = 2$, а стойността $T_M = 7$ се приема като оптимална за бинарния откривател, предложена от Barton в [42].

Проведеният детайлен статистически анализ на действието на разглеждания тип Хох откривател доказва още веднъж необходимостта от внимателно определяне на стойността на праговата константа в Хох параметричното пространство. Това налага в настоящото изследване да се проведе итеративно изчисляване на стойността ѝ, като за оптимална се определя тази, която осигурява минимална стойност на средния праг на откриване. В таблица 3.2 са показани резултатите получени за стойност на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, за големина на обучаващия прозорец $N = 16$, за вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за стойности на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$ и 0.1 и за средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB].

T_M	T_{CA} за $e_0 = 0$	T_{CA} за $e_0 = 0.1$	ADT за $e_0 = 0$	ADT за $e_0 = 0.1$
2	1.14	672	7.3363	45.7179
3	0.57	225	5.1267	47.1774
4	0.401	93.5	4.3203	47.0781
5	0.315	28.9	3.9747	43.4509
6	0.2609	4.109	3.7442	34.8363
7	0.2225	1.186	3.6290	30.1511
8	0.193	0.472	3.6290	27.1285
9	0.1696	0.2195	3.7442	24.7103
10	0.150	0.1303	3.8594	23.5013
11	0.1334	0.0842	3.9747	22.7456
12	0.1188	0.0544	4.2051	22.1411
13	0.1059	0.0329	4.4355	20.6297
14	0.0942	0.0174	4.7811	18.6650
15	0.0836	0.00815	5.2419	15.9446
16	0.0737	0.00409	5.7028	13.6776
17	0.0645	0.00241	6.3940	12.3174
18	0.0557	0.001565	7.2005	11.7128
19	0.0470	0.001065	8.2373	11.8640
20	0.0384	0.000728	9.9654	12.7708

Таблица 3.2 Среден праг на откриване на Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор, за стойности на $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$, $INR = 30$ [dB], за различни стойности на T_M в Хох параметричното пространство

Проведеното изследване потвърди известния от литературата факт [42], че оптималната стойност на праговата константа за един бинарен откривател, работещ в условията на стационарни смущения, т.е. при стойност на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$, има стойност $T_M = 7$. Това е стойността на т.нар. бинарно правило, което показва необходимия брой сканирания на целта, които осигуряват, според предварително зададен критерии, правилното ѝ откриване.



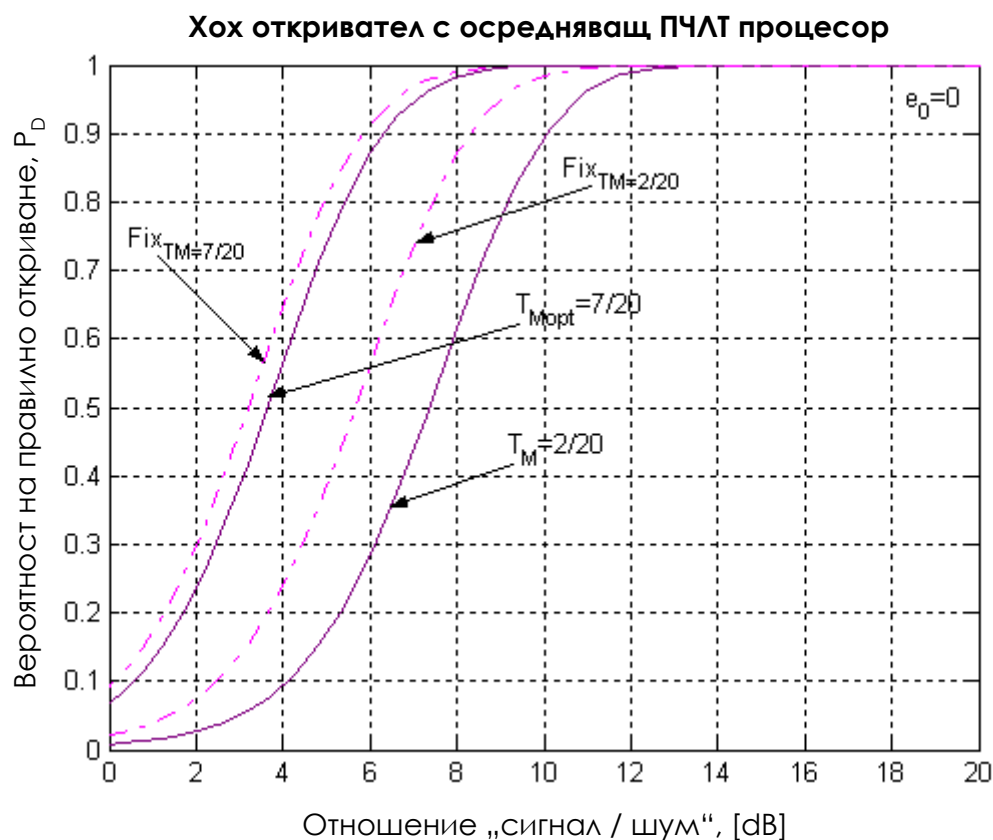
Фигура 3.2 Оптимални стойности на праговите константи за Хох параметричното пространство на Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор

На фигура 3.2 са показани стойностите на праговите константи (бинарните правила) в Хох параметричното пространство T_M . За стойност на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$ оптималният праг при проведени 20 сканирания е $T_M = 7$. За стойност на вероятността за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$ при същия брой проведени сканирания оптималният праг е $T_M = 18$.

Видно е, че нарастването на вероятността за поява на импулсните смущения води до повишаване на стойностите на праговите константи. Това се дължи на

необходимостта от запазване на постоянно ниво на вероятността за лъжлива тревога в утежнената шумова среда.

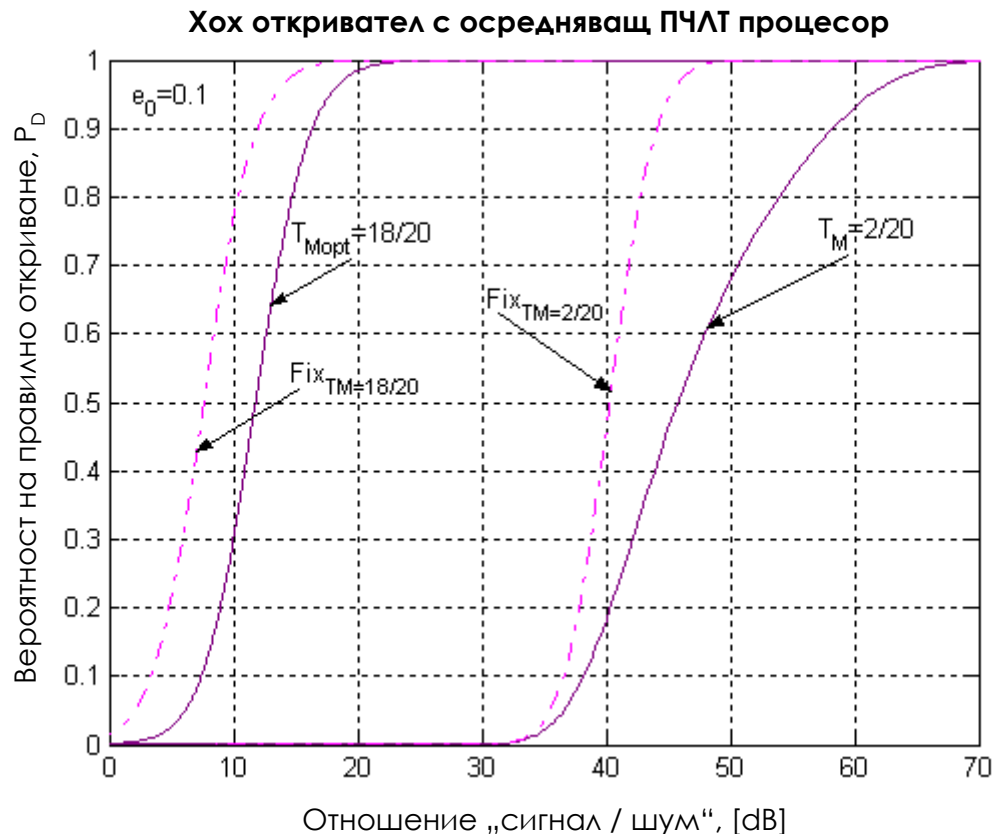
Така получените оптимални стойности на праговите константи за Хох параметричното пространство са използвани, за да се определят по числен път, вероятностните характеристики на Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор, показани на фигури 3.3 и 3.4. Резултатите са получени за две стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, $e_0 = 0$ и $e_0 = 0.1$.



Фигура 3.3 Вероятностни характеристики на Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор и с фиксиран праг за две стойности на праговата константа

На фигура 3.3 са показани вероятностите за правилно откриване при големина на обучаващия прозорец за Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор $N = 16$, за вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за стойност на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$ и за средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB].

Аналогично, на фигура 3.4 са представени получените резултати за вероятността за правилно откриване при запазване на същите показатели на процеса на откриване, но при стойност на вероятността за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$. И при двете шумови ситуации е осигурено поддържане на постоянна стойност на вероятността за лъжлива тревога със стойност, $P_{FA} = 10^{-4}$.



Фигура 3.4 Вероятностни характеристики на Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор и с фиксиран праг за две стойности на праговата константа

Показаните на фигури 3.3 и 3.4 резултати за вероятността за правилно откриване на Хох откривател с фиксиран праг и на Хох откривател, при който е използван осредняващ ПЧЛТ процесор, позволяват да бъдат определени средните прагове на откриване за двата типа откриватели, прилагайки известната методика от [138].

Особен интерес представлява получаването на средните прагове на откриване за разгледаните оптимални стойности на оптималните бинарни решаващи правила, ако вероятността за поява на импулсните смущения се променя. В

таблица 3.3 са показани така получените с помощта на изчислителна итерационна процедура средни прагове на откриване за целия интервал от стойности, които заема вероятността за поява на импулсните смущения в случай на Поасонов поток – $e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$. Получените резултати потвърждават показаните на фигура 3.2, зависимости за праговете константи. Нарастващата интензивност на импулсните смущения обуславя необходимостта от повишаване на праговото отношение, за да се осигури постоянство на вероятността за правилно откриване на полезния сигнал, отразен от наблюдаваната цел.

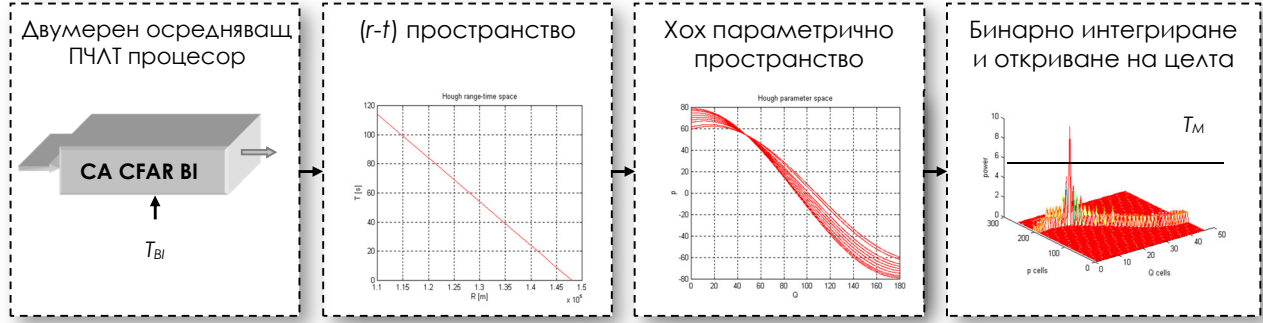
e_0	$T_M = 2$	ADT	$T_M^{opt} = 7$	ADT	$T_M^{opt} = 18$	ADT
0	1.14	7.3363	0.2225	3.6290	0.0557	7.2005
0.01	590	38.4446	0.2305	4.6914	0.04625	12.1222
0.033	675	40.2708	0.28	8.0919	0.0252	19.6788
0.066	690	42.5378	0.82	19.3010	0.00467	15.3338
0.1	672	45.7179	1.186	30.1511	0.001565	11.7128

Таблица 3.3 Среден праг на откриване на Хох откривател с осредняващ ПЧЛТ процесор за стойности на $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$, $INR = 30$ [dB], при различни стойности на вероятността за поява на импулсните смущения e_0

От получените резултати е видно, че нарастването на вероятността за поява на импулсните смущения влошава качеството на вероятностните характеристики, респективно, нарастват стойностите на средните прагове на откриване. Това води до драстично влошаване на показателите на откриване, до получаване на по-големи загуби, изразени в отношението „сигнал/шум“ за по-високите стойности на вероятността за поява на импулсните смущения. Този факт налага да се съсредоточи вниманието на изследователите в намирането на нови, по-ефективни техники за сигнална обработка, които да позволят постигане на по-устойчиви на въздействието на импулсните смущения алгоритми за откриване на движещи се цели.

3.1.3. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ДВУМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

На фигура 3.5 е представена обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с двумерен осредняващ ПЧЛТ процесор, осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда.



Фигура 3.5 Обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с двумерен осредняващ ПЧЛТ процесор

Пълната вероятност за правилно откриване в Хох пространството P_D може да бъде изчислена по метода на Brunner, като за N_S наблюдения на целта вероятността за правилно откриване на траектория в Хох пространството има вида:

$$P_D = \sum_{i=T_M}^{N_S} P(i, N_S), \quad (3.6)$$

където $P(m, n)$ е пълната вероятност да се получат точно m откривания от n наблюдения на целта. Или в общ вид имаме следния запис:

$$\begin{aligned} P(0, n) &= [1 - P_d(n)] P(0, n-1) \\ P(m, n) &= [1 - P_d(n)] P(m, n-1) + P_d(n) P(m-1, n-1) \\ P(n, n) &= P_d(n) P(n-1, n-1) \end{aligned} \quad (3.7)$$

където $P_d(n)$ е първична вероятност за откриване за дадено n -то сканиране. За разгледания тип Хох откривател с двумерен бинарен ПЧЛТ процесор, тя е изведена в [3, 42] и има вида:

$$P_d(n) = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_d)^l (1 - P_d)^{L-l}, \quad (3.8)$$

където P_d е вероятността за откриване на единичен импулс.

Пълната вероятност за откриване на лъжлива траектория в Хох пространството е единица минус вероятността, че нито в една клетка от него не е открита траектория:

$$P_{FA} = 1 - \prod_{N_{nm}=T_M}^{\max(N_{nm})} [1 - P_{fa}^{nm}]^{W(N_{nm})}, \quad (3.9)$$

където $\max(N_{nm})$ е максималната стойност на достъпното Хох пространство и $W(N_{nm})$ е броят на Хох клетките, имащи стойност N_{nm} , а вероятността за откриване на лъжлива права линия в клетката (n, m) е:

$$P_{fa}^{nm} = \sum_{l=T_M}^{N_{nm}} \binom{N_{nm}}{l} (P_{fa})^l (1 - P_{fa})^{N_{nm}-l}, \quad (3.10)$$

където P_{fa} е първичната вероятност за лъжлива тревога в отделна клетка на Хох параметричното пространство; за разгледаният случай това е вероятността за лъжлива тревога на бинарния ПЧЛТ процесор (2.31), а T_M е стойността на бинарния праг в Хох пространството.

3.1.4. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ДВУМЕРЕН ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Както бе посочено в проведения до момента анализ на действието на Хох откривател с ПЧЛТ процесор, основното му предимство в сравнение с Хох откривателя с фиксиран праг е възможността да осигури поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога. С цел повишаване на ефективността на действие на откривателя, в настоящото изследване са определени стойностите на скаларните фактори на Хох откривател с бинарен ПЧЛТ процесор, които удовлетворяват това изискване.

В таблица 3.4 са представени получените резултати от проведеното итеративно изследване на скаларния фактор за три различни стойности на вероятността за лъжлива тревога при различни стойности на вероятността за поява

на импулсните смущения и за две стойности на бинарното решаващо правило за бинарния сигнален процесор, $M/L=10/16$ и $M/L=16/16$.

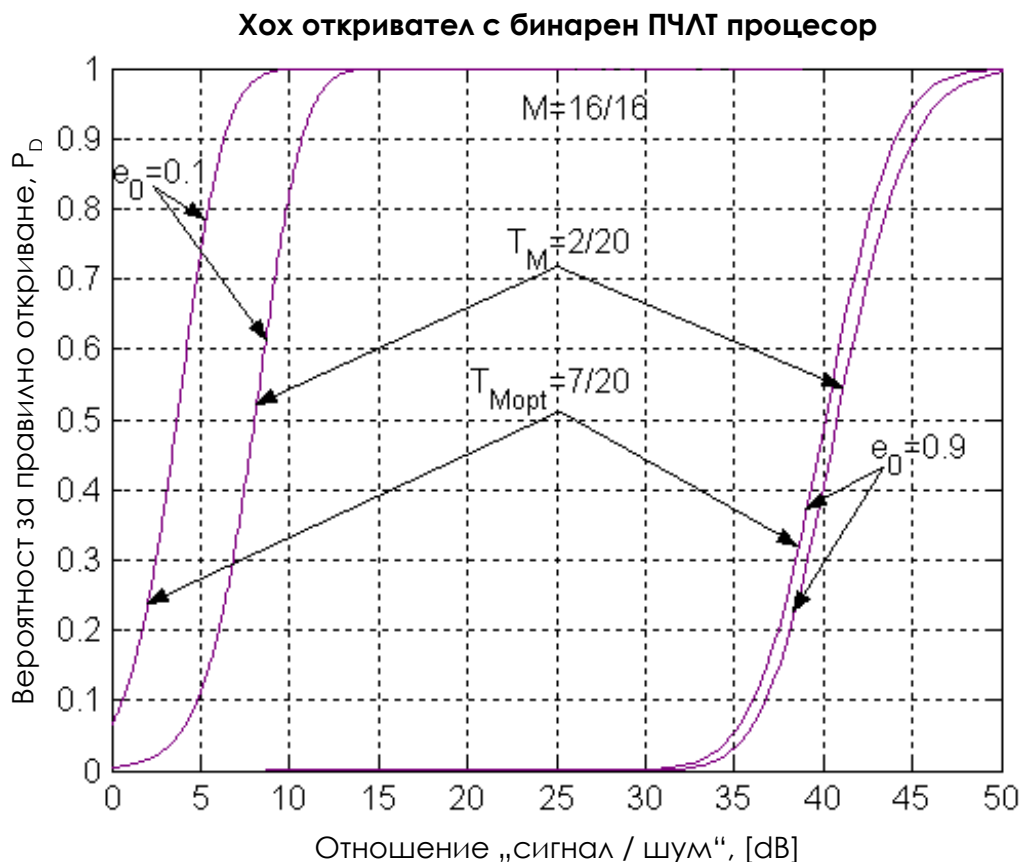
e_0	P_{FA}	$M / L = 10 / 16$	$M / L = 16 / 16$
0.1	10^{-4}	0.1496	0.00049418
	10^{-6}	0.38521	0.0009749
	10^{-8}	0.73887	0.0025098
0.2	10^{-4}	0.20417	0.00037994
	10^{-6}	0.3338	0.005598
	10^{-8}	0.333805	0.055537
0.3	10^{-4}	0.1892	0.010345
	10^{-6}	0.276352	0.04529
	10^{-8}	0.3738	0.083025
0.4	10^{-4}	0.17294	0.029303
	10^{-6}	0.240684	0.057873
	10^{-8}	0.31467	0.088442
0.5	10^{-4}	0.16088	0.037538
	10^{-6}	0.218037	0.06226
	10^{-8}	0.279565	0.08862
0.6	10^{-4}	0.152435	0.041592
	10^{-6}	0.202945	0.063945
	10^{-8}	0.256548	0.087723
0.7	10^{-4}	0.14655	0.043923
	10^{-6}	0.19227	0.064821
	10^{-8}	0.24004	0.08696
0.8	10^{-4}	0.142317	0.045606
	10^{-6}	0.184154	0.065622
	10^{-8}	0.227193	0.086655
0.9	10^{-4}	0.1390595	0.047159
	10^{-6}	0.1775	0.066622
	10^{-8}	0.216512	0.086801

Таблица 3.4 Стойности на скаларните фактори на Хох откривател с двумерен ПЧЛТ процесор, при бинарно решаващо правило в Хох параметричното пространство $T_M = 2$ и стойност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB]

Както се вижда от получените резултатите, стойностите на скаларния фактор имат тенденция да намаляват с увеличаване на вероятността за поява на импулс-

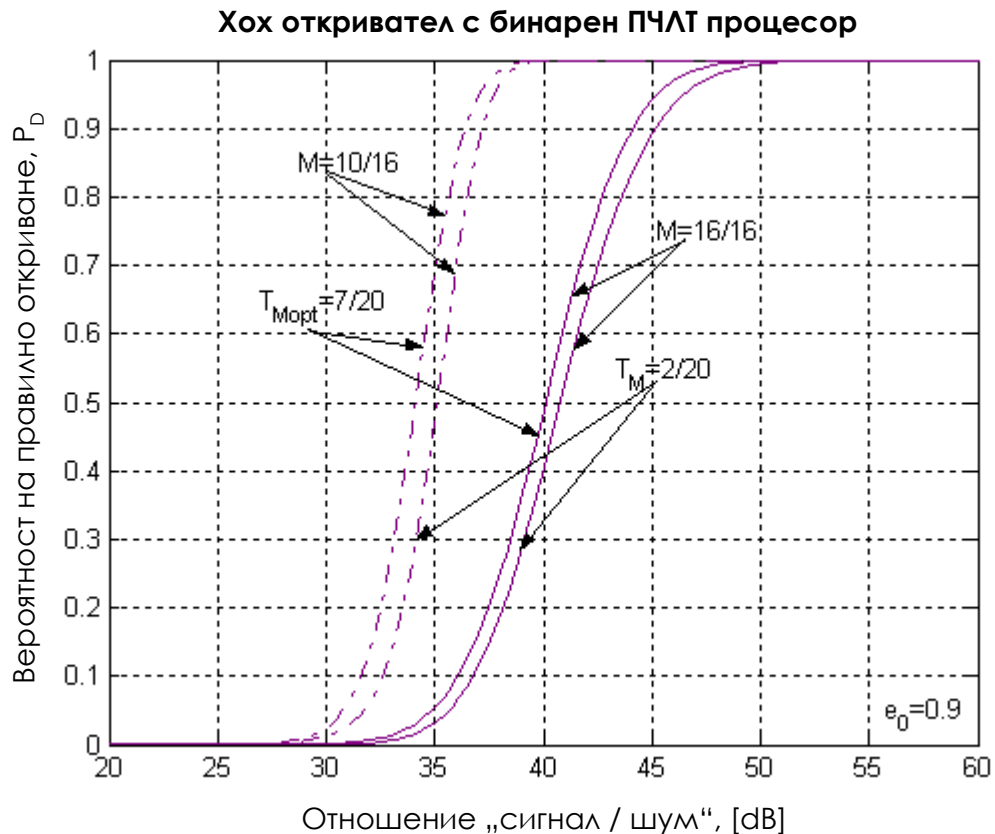
ните смущения при първото бинарно правило, докато при второто се запазва тенденцията за нарастване на стойността на скаларните фактори.

В резултат от проведения симулационен анализ на фигура 3.6 са представени получените резултати за вероятността за правилно откриване на Хох откривател с двумерен ПЧЛТ процесор, при следните условия на експеримента: две стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, две стойности на праговете в Хох параметричното пространство и една стойност на бинарното решаващо правило.



Фигура 3.6 Вероятност за правилно откриване на Хох откривател с бинарен ПЧЛТ процесор, при стойности за $M = 16$, и при $e_0 = 0.1$ и $e_0 = 0.9$

За разгледания тип Хох откривател с бинарен ПЧЛТ процесор в настоящото изследване е приета оптималната стойност за бинарното решаващо правило в Хох параметричното пространство $T_M/N_S = 7/20$, предложено в литературата [42, 52]. Аналогично на проведените по-горе изследвания, и тук са представени резултатите, получени и при една конвенционална стойност на това правило, $T_M/N_S = 2/20$.



Фигура 3.7 Вероятност за правилно откриване на Хох откривател с бинарен ПЧЛТ процесор, при стойности за $M = 10$ и 16 , и при $e_0 = 0.9$

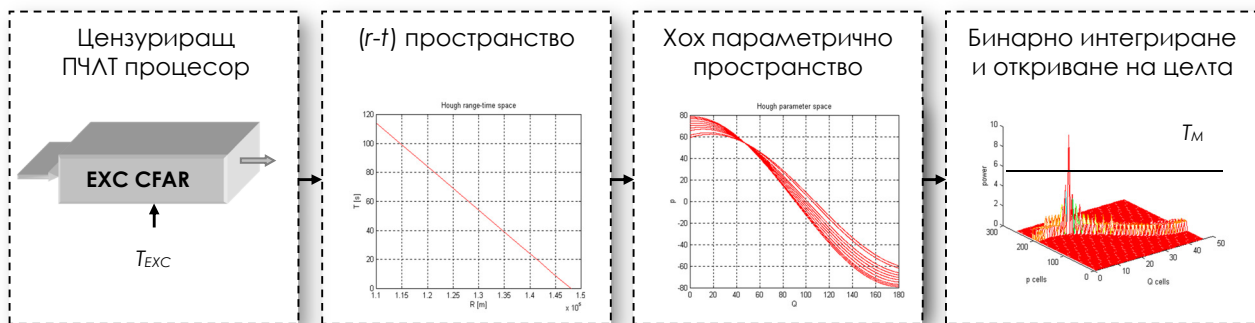
Тъй като разглеждаме действието на Хох откривателя в условията на случайно появяващи се импулсни смущения с биномно разпределение, то особен интерес представлява поведението на този тип Хох откривател, при почти максимална стойност на вероятността за поява им, $e_0 = 0.9$.

На фигура 3.7 са представени получените вероятностите за правилно откриване, при същите условия на експеримента, и за разгледаната по-горе шумова среда, като е показано и влиянието на стойността на бинарното решаващо правило за ПЧЛТ процесора – M .

3.2. ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ЦЕНЗУРИРАЩ СИГНАЛЕН ПРОЦЕСОР, ПОДДЪРЖАЩ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

3.2.1. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ЕДНОМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

На фигура 3.8 е представена обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с едномерен цензуриращ ПЧЛТ процесор, осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда.



Фигура 3.8 Обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с едномерен цензуриращ ПЧЛТ процесор

Вероятностните характеристики на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор, работещ в условията на биомно разпределени случайно появяващи се импулсни смущения, са публикувани в [8*, 12*, 13*, 28*, 29*, 32*].

Аналогично на проведените разглеждания в предходната точка от настоящия дисертационен труд, и тук са представени само крайните изрази за вероятностните характеристики.

Пълната вероятност за правилно откриване в Хох пространството P_D може да бъде изчислена по метода на Brunner, като за N_S наблюдения на целта вероятността за правилно откриване на траектория в Хох пространството има вида:

$$P_D = \sum_{i=T_M}^{N_S} P(i, N_S), \quad (3.11)$$

където $P(m, n)$ е пълната вероятност да се получат точно m откривания от n наблюдения на целта. Или в общ вид имаме следния запис:

$$\begin{aligned} P(0, n) &= [1 - P_d(n)] P(0, n-1) \\ P(m, n) &= [1 - P_d(n)] P(m, n-1) + P_d(n) P(m-1, n-1) \\ P(n, n) &= P_d(n) P(n-1, n-1) \end{aligned} \quad (3.12)$$

където $P_d(n)$ е първична вероятност за откриване за дадено n -то сканиране. За разгледания тип Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор тя е изведена в [13*] и има вида:

$$P_d(n) = \int_0^\infty p_V(V) dV \int_{TV}^\infty f(x_{0l} / H_1) dx_{0l}, \quad (3.13)$$

където V е оценката на нивото на смущението в тестваната клетка, $p_V(V)$ е плътността на вероятността на оценката V и $f(x_{0l}/H_1)$ е плътността на функцията на разпределението при хипотеза H_1 .

Пълната вероятност за откриване на лъжлива траектория в Хох пространството е единица минус вероятността, че в нито една клетка от него не е открита траектория:

$$P_{FA} = 1 - \prod_{N_{nm}=T_M}^{\max(N_{nm})} [1 - P_{fa}^{nm}]^{W(N_{nm})}, \quad (3.14)$$

където $\max(N_{nm})$ е максималната стойност на достъпното Хох пространство и $W(N_{nm})$ е броят на Хох клетките, имащи стойност N_{nm} , а вероятността за откриване на лъжлива права линия в клетката (n, m) е:

$$P_{fa}^{nm} = \sum_{l=T_M}^{N_{nm}} \binom{N_{nm}}{l} (P_{fa})^l (1 - P_{fa})^{N_{nm}-l}, \quad (3.15)$$

където P_{fa} е първичната вероятност за лъжлива тревога в отделна клетка на Хох параметричното пространство, за разгледаният случай това е вероятността за лъжлива тревога на цензуриращият ПЧЛТ процесор (2.46), а T_M е стойността на бинарното решаващо правило в Хох пространството.

Както се вижда от получените резултати по-добро откриване (изразено в по-малки загуби в отношението „сигнал/шум“) се получава, ако използваме определената за оптимална стойност на бинарното решаващо правило в Хох параметричното пространство. Това от своя страна води до извода, че настройките на параметрите на откривателя с близки стойности до оптималните гарантира повишаване на ефективността на действието на откривателя в утежнена шумова среда.

3.2.2. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ЕДНОМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

С помощта на числена итерационна процедура е определена стойността на скаларния фактор T_{EXC} , изпълняващ условието за запазване на постоянна честотата на лъжлива тревога, $P_{FA} = const$. Същият е определен за стойност на праговата константа за откриване на линейна траектория в Хох параметричното пространство $T_M = 2$.

e_0	$N = 16$	$N = 32$
0.1	21 880	19 280
0.2	26 980	22 980
0.3	31 980	25 120
0.4	44 880	26 980
0.5	155 880	28 980
0.6	1 035 980	33 980
0.7	5 655 880	112 580
0.8	21 880 880	2 028 980
0.9	53 880 880	24 880 800

Таблица 3.5 Скаларен фактор на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор

В таблица 3.5 са представени получените при статистическия анализ стойности на скаларния фактор, които гарантират изпълнението на горното условие за стойности за големина на обучаващия прозорец, $N = 16$ и $N = 32$, за стойности на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, за вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за стойности на вероятността за поява на импулсни

смущения $e_0 = 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9$ и за средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB].

e_0	$N = 16$	$N = 32$
0.1	40.4282	40.0063
0.2	41.3673	41.0831
0.3	42.6448	41.5276
0.4	44.7324	41.8955
0.5	50.6045	42.3363
0.6	59.7733	43.4068
0.7	67.7771	49.3262
0.8	72.8917	69.7292
0.9	77.5882	73.2557

Таблица 3.6 Среден праг на откриване на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор, за стойности на $B_E = 2$, $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$, $N = 32$, $INR = 30$ [dB], при различни стойности на вероятността за поява на импулсните смущения e_0

Използвайки представените в таблица 3.5 резултати за стойностите на скаларния фактор на Хох откривателя с цензуриращ ПЧЛТ процесор, в таблица 3.6 са показани получените резултати за средните прагове на откриване за разглежданите случаи. Увеличаването на обема на тестваната извадка, подобрява откриването, като осигурява по-ниски стойности на средния праг на откриване за по-големи вероятности за поява на импулсните смущения.

Следвайки, логиката на проведения до момента анализ, и тук е извършено итеративно определяне на стойността на праговата константа в Хох параметричното пространство T_M . Както бе вече отбелязано, върху точността на получените резултати особено влияние оказва стойността на бинарното решаващо правило, при която те са определени. Значимостта на резултатите представени в настоящият дисертационен труд до голяма степен се характеризира с постигането на значителни печалби, изразени в отношението „сигнал/шум“, които се получават при прилагането на оптимален за всяка конкретна ситуация среден праг на откриване на Хох откривателите.

Както е известно, повишаването на вероятността за поява на импулсните смущения влошава показателите на процеса на откриване. В този смисъл се оказва естествена необходимостта от определяне на такова бинарно решаващо правило, което да намали влиянието на интензивността на смущенията върху параметрите на процеса на откриване. В резултат на проведенния анализ са получени оптималните стойности за праговата константа в Хох параметричното пространство, които позволяват да бъде относително добре преодоляно влиянието на интензитета на случайно появяващите се импулсни смущения върху действието на откривателя. Представените резултати са нови и могат успешно да бъдат прилагани при проектирането на ПЧЛТ устройства, работещи в утежнена шумова среда.

Условията, при които е проведено настоящото изследване, са екстремни, с много висока вероятност за поява на импулсни смущения, и не са изследвани от други автори. Получените резултати са публикувани в [9*, 32*].

Изборът на подходяща стойност на бинарния праг в Хох параметричното пространство е представен като резултат от провеждането на една итерационна процедура, при която са отчетени условията на средата, в която се извършва откриването. В таблица 3.7 са показани получените резултати за стойност на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, за големина на обучаващия прозорец $N = 16$, за вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за стойности на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0.1$ и 0.9 , и за средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB].

Представеният в Глава 2 анализ на цензуриращия ПЧЛТ процесор, работещ самостоятелно като откривател, доказва, че той е много ефективен, ако работи в условията на силно зашумена среда, когато вероятността за поява на импулсни смущения е много висока. Затова в представените тук резултати за Хох откривателя с цензуриращ ПЧЛТ процесор са посочени тези с най-висока вероятност за поява на импулсни смущения.

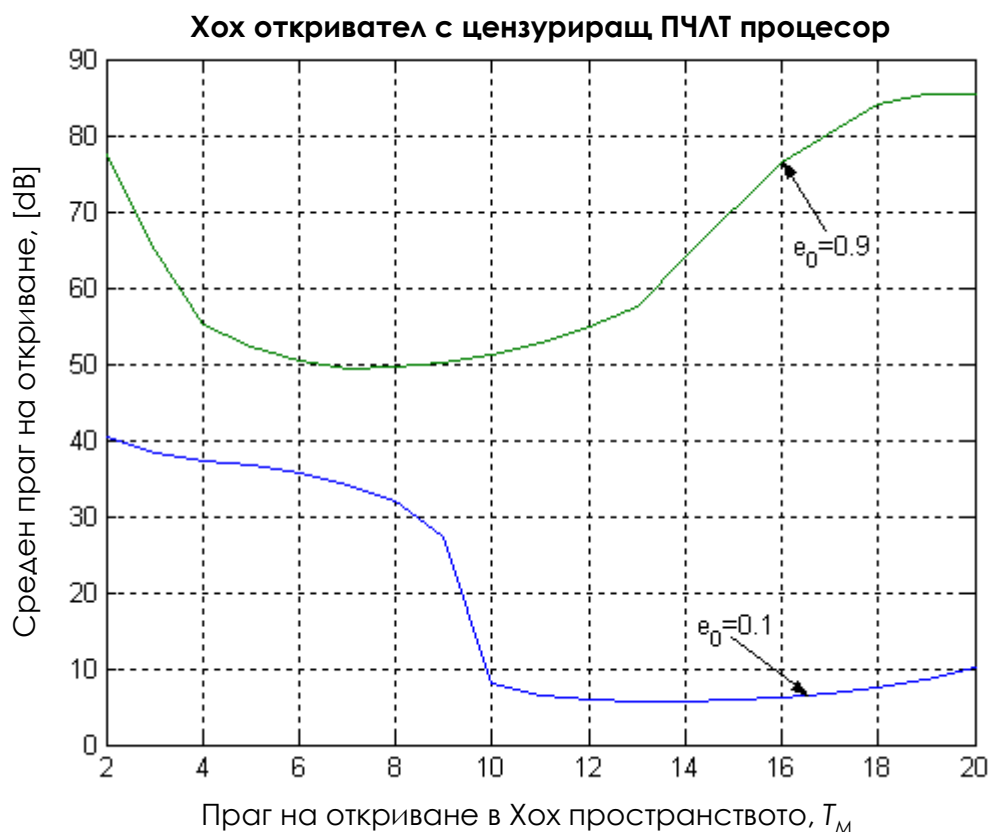
T_M	T_{EXC} , за $e_0 = 0.1$	T_{EXC} , за $e_0 = 0.9$	ADT за $e_0 = 0.1$	ADT за $e_0 = 0.9$
2	21 880	53 880 880	40.4282	77.5882
3	8 200	375 500	38.2557	64.8929
4	4 790	62 600	37.3489	55.1448
5	3 120	24 300	36.6688	52.3111
6	2 065	13 500	35.7620	50.2708
7	1 317	9 055	34.0617	49.3640
8	747	6 655	31.9081	49.4773
9	287	5 175	27.2607	50.1574
10	7.55	4 147	8.1203	51.2909
11	4.885	3 380	6.3249	52.7645
12	3.868	2 785	5.8463	54.8048
13	3.225	2 305	5.6952	57.5252
14	2.743	1 905	5.7456	64.0995
15	2.353	1 565	5.9723	74.2481
16	2.025	1 270	6.2997	76.4547
17	1.735	1 009	6.7783	82.7465
18	1.472	774	7.5088	84.1152
19	1.227	555	8.5668	85.2997
20	0.9898	347	10.2292	85.4839

Таблица 3.7 Среден праг на откриване на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор, за стойности на $V_E = 2$, $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$, $INR = 30$ [dB], при различни стойности на T_M в Хох параметричното пространство

На фигура 3.9 са показани стойностите на праговите константи (бинарните решаващи правила) в Хох параметричното пространство T_M . За стойност на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0.1$, оптималният праг при проведени 20 сканирания е $T_M = 13$. За стойност на вероятността за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.9$, при същия брой проведени сканирания, оптималният праг е $T_M = 7$.

Аналогично на представеното в предишната точка изследване и тук са определени вероятностните характеристики на Хох откривателя с цензуриращ ПЧЛТ процесор при оптималните стойности на праговите константи и при една конвенционална такава, която е посочена в литературата [52]. За да бъдат получените от анализа резултати сравними, средата при която са проведени

експериментите и в двата случая, е за стойности на вероятността за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$, както и при една крайна стойност за разглеждания поток от случайно появяващи се импулсни смущения $e_0 = 0.9$.



Фигура 3.9 Оптимални стойности на праговите константи в параметричното пространство на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор

Така представените резултати в таблица 3.7, които са илюстрирани на фигура 3.9, са получени при две крайни стойности на вероятността за поява на импулсните смущения, характерни за биномния поток. За да се проследи влиянието на промяната на вероятността за поява на импулсните смущения върху средния праг на откриване, е проведен числено статистически анализ на поведението на Хох откривателя с цензуриращ ПЧЛТ процесор. В таблица 3.8 са представени получените резултати за така определените стойности на средния праг на откриване като функция на вероятността за поява на импулсните смущения. Видно е, че тенденцията за нарастване на стойността на праговите константи с нарастване на

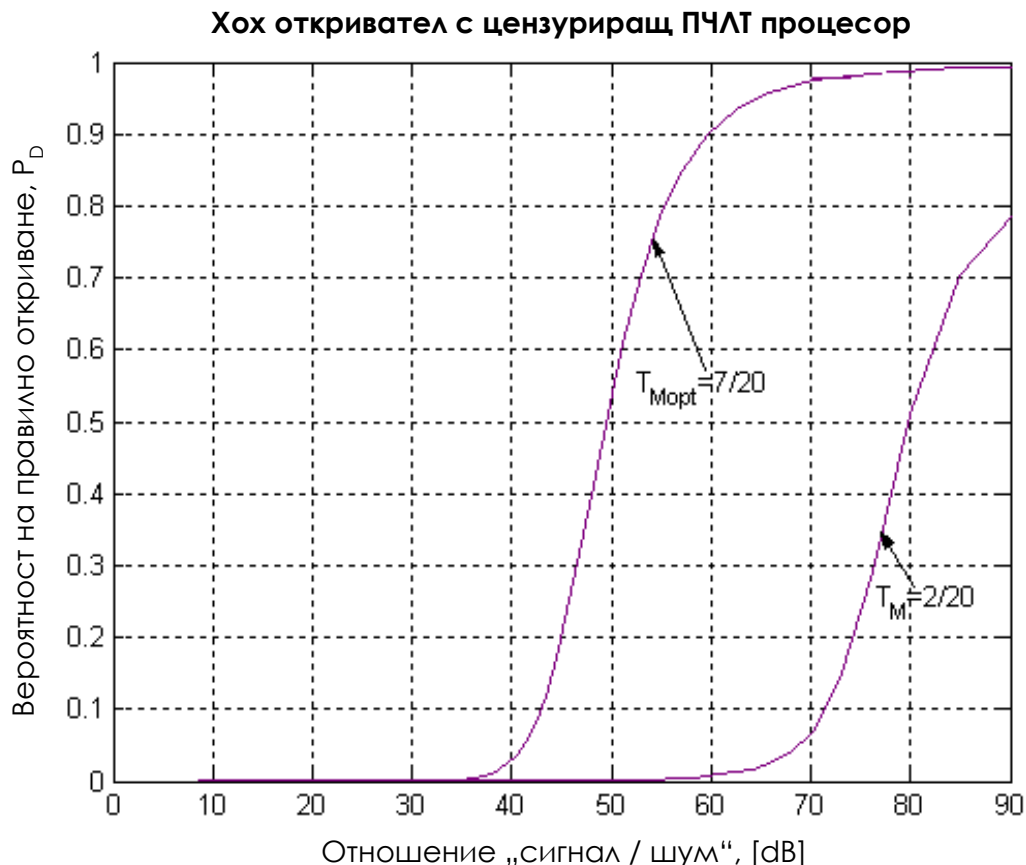
вероятността за поява на импулсните смущения се запазва. Резултатите са получени при следните стойности $B_E = 2$, $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$ и $INR = 30$ [dB].

e_0	$T_M^{opt} = 13$	ADT	$T_M^{opt} = 7$	ADT
0.1	3.225	5.6952	1 317	34.0617
0.2	9.980	11.6184	2 332	37.3489
0.3	552.5	35.0819	2 952	38.8224
0.4	947	38.9358	3 452	39.9559
0.5	1 262	41.0894	3 939	40.6360
0.6	1 552	42.4496	4 510	41.3161
0.7	1 856	44.1499	5 355	42.3363
0.8	2 192	46.5302	6 838	44.8300
0.9	2 305	57.5252	9 055	49.3640

Таблица 3.8 Среден праг на откриване на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор, за стойности на $B_E = 2$, $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$, $INR = 30$ [dB], при различни стойности на вероятността за поява на импулсни смущения e_0

Спазвайки логиката на провежданите до момента изследвания, в настоящата точка от дисертационния труд е проведено и последващото изследване за друга стойност на вероятността за поява на импулсни смущения. На фигура 3.10 са представени получените по числен път вероятностни характеристики на правилно откриване на Хох откривателя за оптималната стойност на праговата константа в Хох параметричното пространство $T_M = 7$, при вероятност за поява на импулсни смущения $e_0 = 0.9$ и за една неоптимална стойност на праговата константа в Хох параметричното пространство $T_M = 2$.

Представените резултати ясно показват влиянието на интензивността на импулсните смущения върху работата на разглеждания тип откривател, както и необходимостта от определяне на оптимална стойност на праговата константа в Хох параметричното пространство, която да „компенсира“ това влияние и да доведе до подобряване на показателите на процеса на откриване.

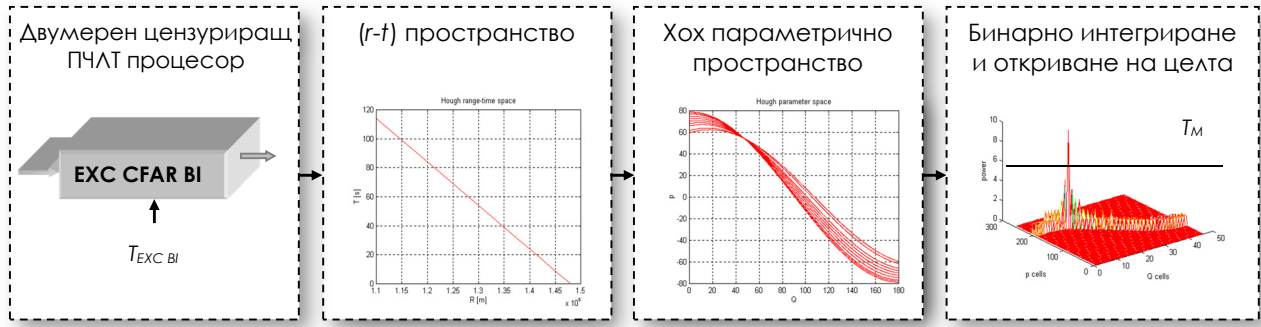


Фигура 3.10 Вероятност за правилно откриване на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор, за две стойности на праговата константа в Хох параметричното пространство, при $e_0 = 0.9$

Представените резултати в Глава 2 от проведения анализ на ПЧЛТ сигнални процесори, работещи самостоятелно като откриватели на цели в интензивна шумова среда, показват, че двумерните структури имат по-устойчиво поведение и постигат по-добри резултати в процеса на откриване на движещи се цели.

3.2.3. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ДВУМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

На фигура 3.11 е представена обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор, осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда.



Фигура 3.11 Обобщена структурна схема на адаптивен Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор

Пълната вероятност за правилно откриване в Хох пространството P_D може да бъде изчислена по метода на Brunner, като за N_S наблюдения на целта вероятността за правилно откриване на траектория в Хох пространството има вида:

$$P_D = \sum_{i=T_M}^{N_S} P(i, N_S), \quad (3.16)$$

където $P(m, n)$ е пълната вероятност да се получат точно m откривания от n наблюдения на целта. Или в общ вид имаме следния запис:

$$\begin{aligned} P(0, n) &= [1 - P_d(n)] P(0, n-1) \\ P(m, n) &= [1 - P_d(n)] P(m, n-1) + P_d(n) P(m-1, n-1) \\ P(n, n) &= P_d(n) P(n-1, n-1) \end{aligned} \quad (3.17)$$

където $P_d(n)$ е първична вероятност за откриване за дадено n -то сканиране. За разгледания тип Хох откривател с двумерен бинарен ПЧЛТ процесор, тя е изведена в [44] и има вида:

$$P_d(n) = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_d)^l (1 - P_d)^{L-l}, \quad (3.18)$$

където P_d е вероятността за откриване на единичен импулс.

Пълната вероятност за откриване на лъжлива траектория в Хох пространството е единица минус вероятността, че нито в една клетка от него не е открита траектория:

$$P_{FA} = 1 - \prod_{N_{nm}=T_M}^{\max(N_{nm})} [1 - P_{fa}^{nm}]^{W(N_{nm})}, \quad (3.19)$$

където $\max(N_{nm})$ е максималната стойност на достъпното Хох пространство и $W(N_{nm})$ е броят на Хох клетките, имащи стойност N_{nm} , а вероятността за откриване на лъжлива права линия в клетката (n, m) е:

$$P_{fa}^{nm} = \sum_{l=T_M}^{N_{nm}} \binom{N_{nm}}{l} (P_{fa})^l (1 - P_{fa})^{N_{nm}-l}, \quad (3.20)$$

където P_{fa} е първичната вероятност за лъжлива тревога в отделна клетка на Хох параметричното пространство; за разгледаният случай това е вероятността за лъжлива тревога на цензуриращия бинарен ПЧЛТ процесор (2.55), а T_M е стойността на бинарното решаващо правило в Хох пространството.

3.2.4. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ДВУМЕРЕН ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Скаларният фактор T_{EXCB} на изследвания Хох откривател се определя от (3.19), така че да се осигури поддържане на постоянна желана стойност на вероятността за лъжлива тревога. Осигуряването на постоянна честота на лъжлива тревога налага скаларният фактор итеративно да се променя с промяната на параметрите на смущението. Наличието на допълнителна прагова обработка в цензуриращия откривател, както бе посочено в анализа на Хох откривател с едномерен цензуриращ ПЧЛТ процесор, намалява влиянието на импулсните смущения върху формирането на оценката на нивото на смущението в Хох откривателя. Оттам и изменението на скаларния фактор много слабо зависи от параметрите на смущението. Акцентът на проведеното изследване отново е изборът на стойността на бинарното решаващо правило в Хох параметричното пространство. Пзовавайки се на резултатите, получени за Хох откривател с едномерен цензуриращ ПЧЛТ процесор, се оказва удачно да се приемат за оптимални стойностите $T_M = 7$ и $T_M = 13$.

В таблица 3.9 са представени получените резултати на скаларните коефициенти за Хох откривател с цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор, работещ в условията на интензивни импулсни смущения с променящ се интензитет, както и средните прагове на откриване (ADT), определени по методиката от [138].

e_0	T_{EXCVI} за $T_{M_{opt}} = 7 / 20$	ADT	T_{EXCVI} за $T_{M_{opt}} = 13 / 20$	ADT
0.1	1.676	– 1.5538	1.193	– 1.8860
0.2	2.075	– 0.7683	1.397	– 1.3571
0.3	2.97	0.9698	1.744	– 0.6958
0.4	71.5	19.6977	2.505	0.8911
0.5	365.8	31.1839	30.52	15.0913
0.6	613.5	31.9899	267.98	30.8470
0.7	836.3	32.0907	472.8	32.0907
0.8	1 025.7	33.9043	628.3	34.9345
0.9	957.0	36.5726	524.8	38.4044

Таблица 3.9 Скаларен фактор на Хох откривател с цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор, при стойност на $M = 10$

Резултатите, представени в таблица 3.9, са получени при стойност на бинарния праг за цензуриращия ПЧЛТ процесор $M = 10$. Експериментът е проведен за стойност на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$, за стойност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB] и за обеми на извадките $N = 16$ и $L = 16$, както и за стойност на цензуриращия праг $B_E = 2$.

В таблица 3.10 са показани получените резултати при същите условия на експеримента, но при друга стойност на бинарното правило за цензуриращия ПЧЛТ процесор, $M = 16$. Както се вижда от представените резултати, при наличие на импулсни смущения с висока вероятност за поява над 0.8, скаларният фактор на Хох откривателя се запазва непроменен, а се увеличава стойността на отношението „сигнал/шум“, което би осигурило вероятност за правилно откриване, $P_D = 0.5$.

e_0	T_{EXCVI} , за $T_{M_{opt}} = 7/20$	ADT	T_{EXCVI} , за $T_{M_{opt}} = 13/20$	ADT
0.1	0.3161	3.2028	0.157	4.2051
0.2	0.3465	3.3879	0.1706	4.2947
0.3	0.3885	3.5390	0.189	4.3703
0.4	0.4495	3.6902	0.215	4.4458
0.5	0.5445	3.8413	0.2535	4.5214
0.6	0.7072	4.2947	0.3125	4.8992
0.7	1.022	5.5793	0.393	6.4106
0.8	1.474	10.8690	0.324	12.5582
0.9	1.474	13.9573	0.324	15.1259

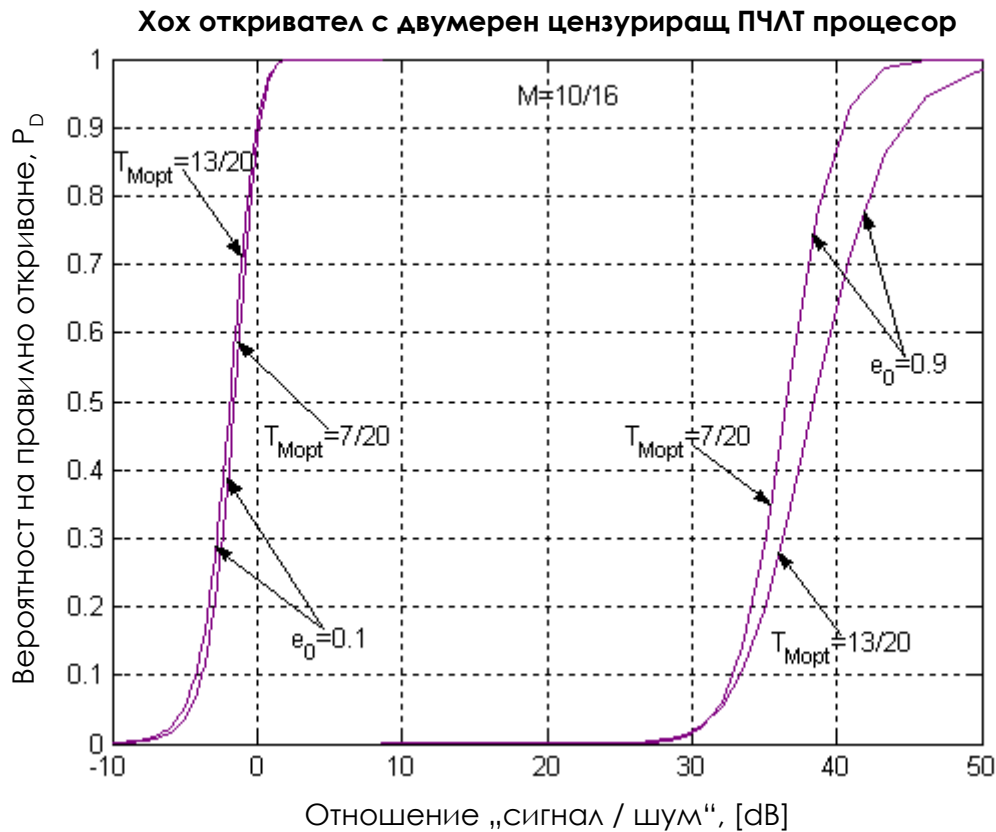
Таблица 3.10 Скаларен фактор на Хох откривател с цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор, при стойност на $M = 16$

В заключение, може да се каже, че Хох откривателят с цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор, ползващ оптимални стойности на бинарните правила, има близки характеристики на правилно откриване, с тези когато работи с неоптимален праг в Хох параметричното пространство. Това се дължи на общото влияние на Хох трансформацията върху работата на откривателя, работещ в среда от интензивни случайно появяващи се импулсни смущения, което е един добър аргумент за прилагането на Хох трансформация на сигналите в задачата за откриване на радиолокационни цели. Получените резултати са публикувани в [9*, 13*, 32*, 34*].

От проведения в предходната глава анализ е видно, че прилагането на цензуриращи техники в алгоритмите за откриване води до значително подобряване на параметрите на процеса на откриване. Стабилизира поведението на откривателя и повишава ефективността му в условията на импулсни смущения с висока интензивност.

На фигура 3.12 са представени получените резултати от проведения статистически анализ на вероятността за правилно откриване на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор. Експерименталните изследвания са проведени при стойност на бинарното решаващо правило за цензуриращия ПЧЛТ процесор $M = 10$ и при двете крайни за разглеждания поток от импулсни смущения стойности на вероятността за появата им, $e_0 = 0.1$ и $e_0 = 0.9$. Резултатите са

получени за двете оптимални стойности на праговата константа в Хох параметричното пространство, $T_M = 7$ и $T_M = 13$.



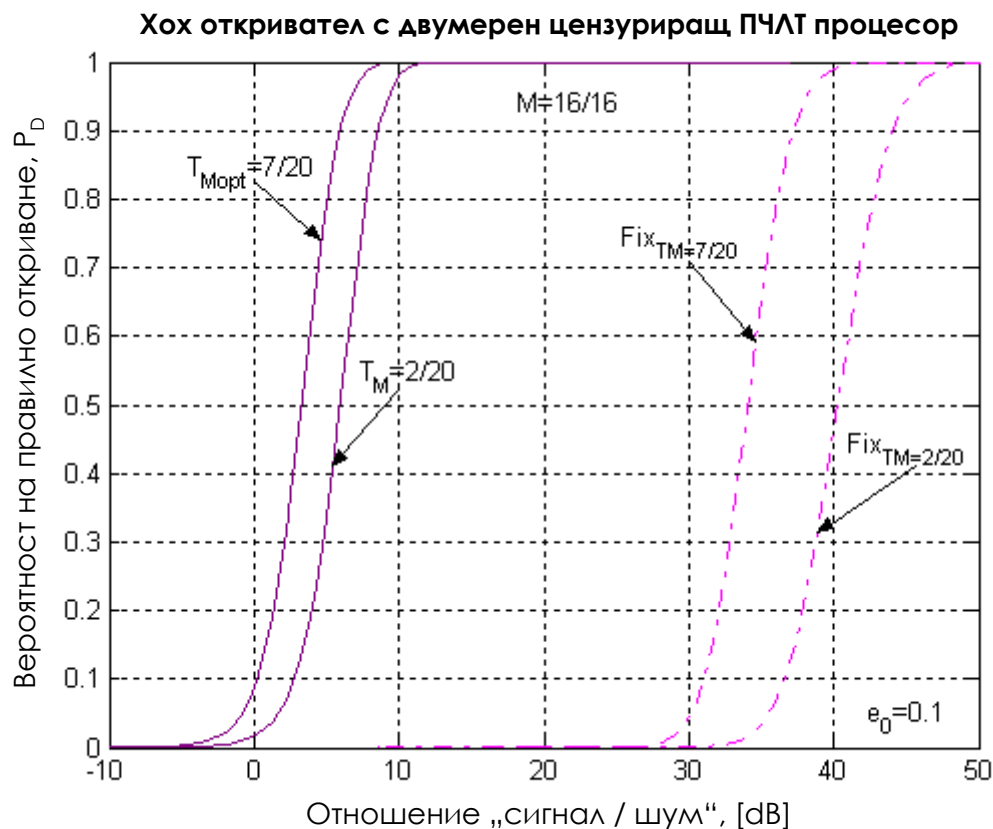
Фигура 3.12 Вероятност за правилно откриване на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор, за $M = 10$ и при две стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, $e_0 = 0.1$ и $e_0 = 0.9$

Видно е, че стойностите на вероятността за правилно откриване се запазват много близки при използването на различните оптимални прагове за различни вероятности за поява на импулсните смущения. Този факт се обяснява с доброто цензуриране от алгоритъма на ПЧЛТ процесора, както и от устойчивото поведение на Хох откривателя като цяло, което води до ниска чувствителност на алгоритъма към промяната на интензивността на импулсните смущения.

Интерес представлява поведението на Хох откривателя при промяна на бинарното правило $M/L = 16/16$ в цензуриращия ПЧЛТ процесор с бинарно натрупване. На фигура 3.13 са показани получените вероятности за правилно

откриване на разглеждания тип Хох откривател, при една оптимална стойност на бинарното решаващо правило $T_M/N_S = 7/20$ и при една конвенционална стойност $T_M/N_S = 2/20$, вероятността за поява на импулсните смущения е $e_0 = 0.1$.

За да бъде проведенят симулационен анализ по-изчерпателен и с цел по-лесно сравнение на получените резултати, на фигурата са представени и получените резултати от анализа на Хох откривател с фиксиран праг, при същите условия на експеримента.



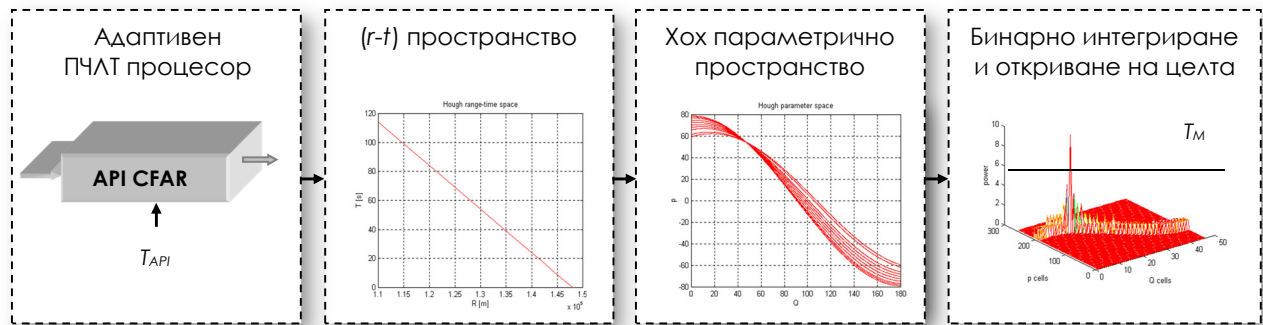
Фигура 3.13 Вероятностни характеристики на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор и с фиксиран праг, за стойност на $M = 16$ и при вероятност за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$

Представените резултати ясно очертават предимствата от използването на цензуриращи техники в процеса на откриване на движеща се цел.

3.3. ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ДВУМЕРЕН АДАПТИВЕН ПЧЛТ ПРОЦЕСОР С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ, ПОДДЪРЖАЩ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

3.3.1. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ДВУМЕРЕН АДАПТИВЕН ПЧЛТ ПРОЦЕСОР С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

На фигура 3.14 е представена обобщена структурна схема на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване, осигуряващ поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда.



Фигура 3.14 Обобщена структурна схема на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване

Пълната вероятност за правилно откриване в Хох пространството P_D може да бъде изчислена по метода на Brunner, като за N_S наблюдения на целта вероятността за правилно откриване на траектория в Хох пространството има вида:

$$P_D = \sum_{i=T_M}^{N_S} P(i, N_S), \quad (3.21)$$

където $P(m, n)$ е пълната вероятност да се получат точно m откривания от n наблюдения на целта. Или в общ вид имаме следния запис:

$$\begin{aligned}
 P(0, n) &= [1 - P_d(n)] P(0, n-1) \\
 P(m, n) &= [1 - P_d(n)] P(m, n-1) + P_d(n) P(m-1, n-1), \\
 P(n, n) &= P_d(n) P(n-1, n-1)
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

където $P_d(n)$ е първична вероятност за откриване за дадено n -то сканиране. За разгледания тип Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване, тя е изведена в [2*] и има вида:

$$P_d(n) = \sum_{i=0}^{l^*-1} \binom{k^* + i - 1}{i} \frac{T_{API}^i (1+s)^{k^*}}{(T_{API} + s + 1)^{k^* + i}}. \tag{3.23}$$

В този случай вероятността за правилно откриване зависи от броя на сумираните елементи (k^*, l^*) в цензурираните $\vec{X}^{(1)} = (x_1^{(1)}, \dots, x_{k^*}^{(1)})$ и $\vec{X}_0^{(1)} = (x_{01}^{(1)}, \dots, x_{0l^*}^{(1)})$ и се определя от израза (3.23), при условие, че в цензурираните извадки няма импулсни смущения.

Пълната вероятност за откриване на лъжлива траектория в Хох пространството е единица минус вероятността, че нито в една клетка от него не е открита траектория:

$$P_{FA} = 1 - \prod_{N_{nm}=T_M}^{\max(N_{nm})} [1 - P_{fa}^{nm}]^{W(N_{nm})}, \tag{3.24}$$

където $\max(N_{nm})$ е максималната стойност на достъпното Хох пространство и $W(N_{nm})$ е броят на Хох клетките, имащи стойност N_{nm} , а вероятността за откриване на лъжлива права линия в клетката (n, m) е:

$$P_{fa}^{nm} = \sum_{l=T_M}^{N_{nm}} \binom{N_{nm}}{l} (P_{fa})^l (1 - P_{fa})^{N_{nm}-l}, \tag{3.25}$$

където P_{fa} е първичната вероятност за лъжлива тревога в отделна клетка на Хох параметричното пространство, за разгледаният случай това е вероятността за лъжлива тревога на адаптивния некохерентен ПЧЛТ процесор (2.96), а T_M е стойността на бинарното решаващо правило в Хох пространството.

3.3.2. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА ВЕРОЯТНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ХОХ ОТКРИВАТЕЛ С ДВУМЕРЕН АДАПТИВЕН ПЧЛТ ПРОЦЕСОР С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Както беше показано от резултатите в Глава 2, при подходящ избор на ПЧЛТ откривател е възможно да се открият сигнали с малка средна мощност. Най-нисък среден праг на откриване от изследваните откриватели при зададената входна ситуация има адаптивният ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване на полезния сигнал. Това се дължи на факта, че той използва цензурираща процедура за премахване на влиянието на импулсните смущения, както в обучаващия прозорец, така и в тестваната извадка. При наличие на смущения със сравнително малка вероятност за поява цензуриращата процедура на адаптивния ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване успява да премахне влиянието на смущенията.

Провеждането на статистически анализ на работата на Хох откривателя налага необходимостта от осигуряване на поддържането на постоянна стойност на вероятността за лъжлива тревога.

За да бъде изпълнено горното условие на изхода на откривателя, в настоящия параграф са изчислени с помощта на итерационна процедура стойностите на скаларния фактор, които го удовлетворяват. В таблица 3.11 са показани получените резултати от изследването на скаларния фактор при промяна на обема на тестваната извадка и при промяна на вероятността за поява на импулсните смущения за различни стойности на вероятността за лъжлива тревога. Всички резултати са получени при стойност на бинарния праг за Хох параметричното пространство $T_M = 2$.

В дисертационния труд са определени оптималните стойности на прага в Хох параметричното пространство, за всеки отделен случай, който е представен в анализа. Аналогично и тук за разгледания Хох откривател, в таблица 3.12 са представени получените резултати за оптималните стойности на праговете константи, при различни вероятности за поява на импулсните смущения. Особен интерес представлява факта, че и за двете крайни стойности на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$ и $e_0 = 0.1$, получените стойности за оптималния праг в

Хох параметричното пространство се оказват много близки, $T_M = 13$, за стойност на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$ и $T_M = 14$ за случая на $e_0 = 0,1$.

e_0	P_{FA}	$L = 16$	$L = 32$
0	10^{-4}	5.2	9.3
	10^{-6}	7.7	13.4
	10^{-8}	10.9	19.0
0.01	10^{-4}	5.4	9.6
	10^{-6}	8.05	14.1
	10^{-8}	11.6	20.4
0.033	10^{-4}	5.8	10.4
	10^{-6}	9.0	15.9
	10^{-8}	13.6	24.0
0.066	10^{-4}	6.55	11.8
	10^{-6}	10.6	19.1
	10^{-8}	17.4	31.5
0.1	10^{-4}	7.5	13.6
	10^{-6}	13.0	23.6
	10^{-8}	23.5	43.5

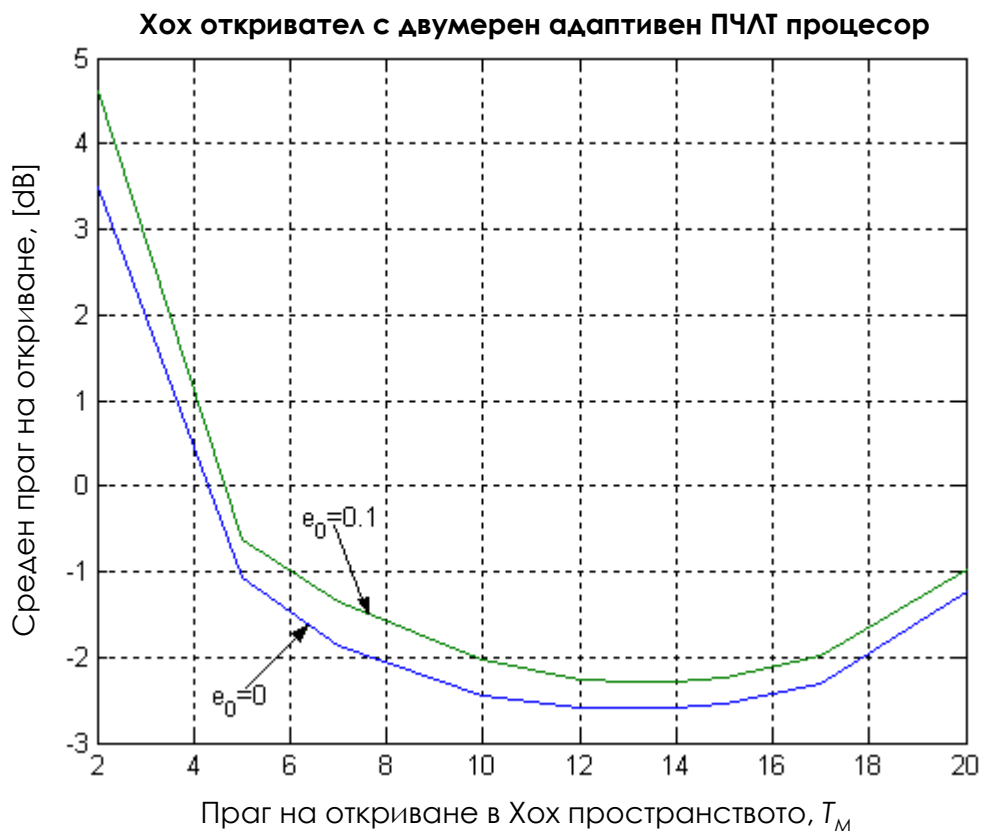
**Таблица 3.11 Скаларен фактор на Хох откривател
с адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване**

Получените близки стойности на бинарните решаващи правила в Хох пространството се наблюдават, при случая, когато в алгоритъма на откривателя са заложили и оптимални показатели за цензуриращата процедура. На практика, обаче тя може да доведе до значително влошаване на резултатите, ако не сработи добре. Подробно е изследвано действието на цензуриращата процедура от алгоритъма на адаптивният ПЧЛТ откривател, работещ в условията на интензивни импулсни смущения в [9*, 12*, 14*, 29*, 32*, 34*, 36*].

T_M	T_{API} за $e_0 = 0$	T_{API} за $e_0 = 0.1$	ADT за $e_0 = 0$	ADT за $e_0 = 0.1$
2	5.2	7.5	3.4950	4.6196
3	3.2	4.05	0.8848	1.5315
4	2.57	3.135	- 0.5161	0.2821
5	2.24	2.68	- 1.0680	- 0.6175
6	2.03	2.40	- 1.4747	- 1.0277
7	1.87	2.19	- 1.8741	- 1.3548
8	1.75	2.035	- 2.1562	- 1.5919
9	1.648	1.905	- 2.3174	- 1.8539
10	1.56	1.795	- 2.4584	- 2.0276
11	1.482	1.70	- 2.5592	- 2.1562
12	1.414	1.612	- 2.5793	- 2.2569
13	1.35	1.535	- 2.5995	- 2.2788
14	1.29	1.462	- 2.5995	- 2.2972
15	1.235	1.395	- 2.5390	- 2.2327
16	1.18	1.33	- 2.4584	- 2.1562
17	1.127	1.265	- 2.3174	- 1.9908
18	1.073	1.20	- 2.1159	- 1.8136
19	1.0193	1.135	- 1.7330	- 1.4912
20	0.957	1.065	- 1.2494	- 0.9862

Таблица 3.12 Среден праг на откриване на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване, за стойности на $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$, $L = 16$, $INR = 30$ [dB], при различни стойности на T_M в Хох параметричното пространство

На фигура 3.15 са показани стойностите на праговите константи (бинарните решаващи правила) в Хох параметричното пространство T_M . Както се вижда от резултатите, за стойност на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$, оптималният праг при проведени 20 на брой сканирания е $T_M = 13$. За стойност на вероятността за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$, при същия брой сканирания, оптималният праг е определен за близка стойност и тя е $T_M = 14$. Влиянието на случайно появяващите се импулсни смущения върху работата на Хох откривателя успешно се преодолява, ако се използват така определените стойности за бинарните решаващи правила. Печалбите от използването им са изразени в отношението „сигнал/шум“ и са представени при следващите анализи.



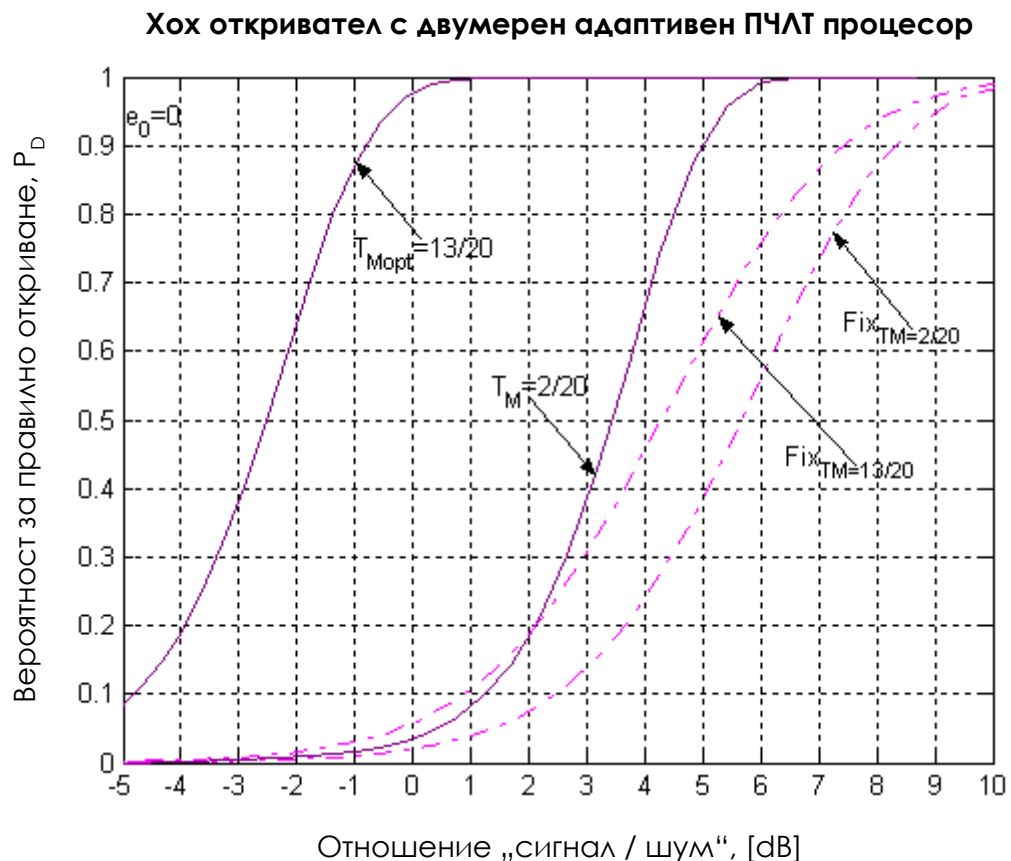
Фигура 3.15 Оптимални стойности на праговите константи за параметричното пространство на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване

e_0	$T_M = 2$	ADT	$T_M^{opt} = 13$	ADT
0	5.2	3.4950	1.35	-2.5995
0.01	5.4	3.6209	1.365	-2.5793
0.033	5.8	3.8098	1.405	-2.5189
0.066	6.55	4.1159	1.465	-2.4181
0.1	7.5	4.6196	1.535	-2.2788

Таблица 3.13 Среден праг на откриване на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване, за стойности на $P_{FA} = 10^{-4}$, $N = 16$, $INR = 30$ [dB], при различни стойности на вероятността за поява на импулсни смущения e_0

В таблица 3.13 са показани получените с помощта на изчислителна итерационна процедура средни прагове на откриване за целия интервал от стойности, които заема вероятността за поява на импулсните смущения в разглеждания случай $e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$. Нарастващата интензивност на импулсните смущения обуславя необходимостта от повишаване на праговото отношение, за да се осигури постоянство на вероятността за правилно откриване на полезния сигнал отразен от наблюдаваната цел.

На фигура 3.16 са показани вероятностите на правилно откриване на разглеждания Хох откривател, работещ в условията на Поасоново разпределени случайно появяващи се импулсни смущения.



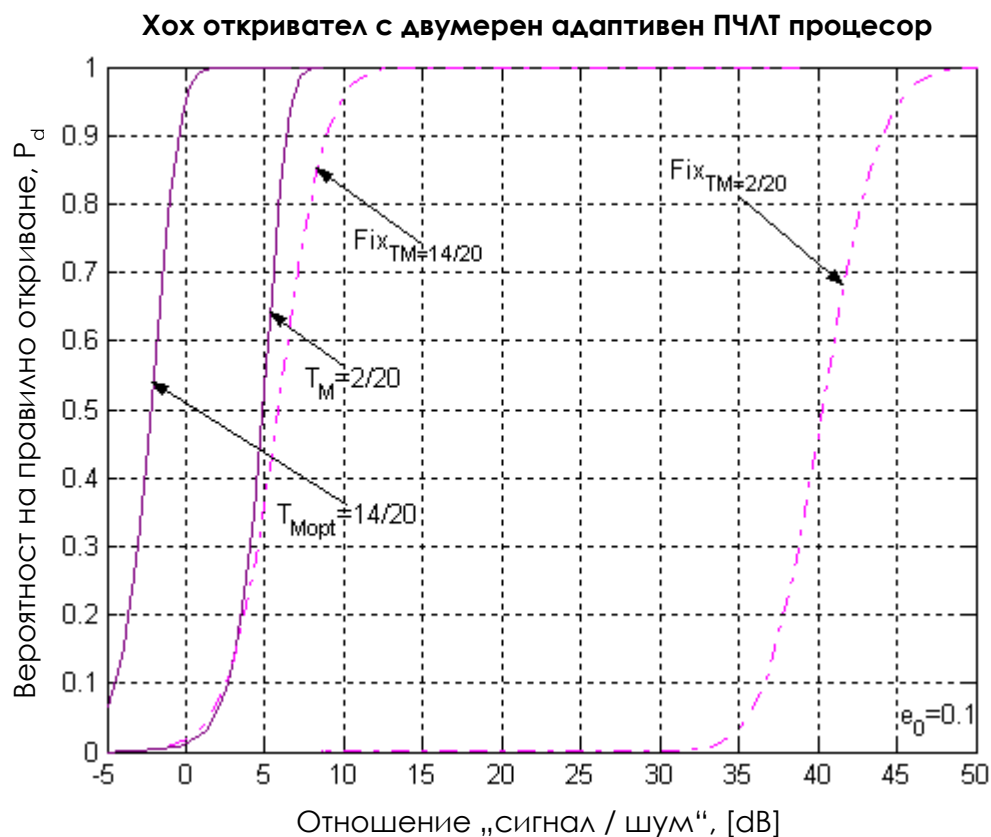
Фигура 3.16 Вероятностни характеристики на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор и с фиксиран праг за две стойности на праговата константа в Хох параметричното пространство при $e_0 = 0$

Изследванията са проведени при големина на обучаващия прозорец за Хох откривател с адаптивен некохерентен ПЧЛТ процесор $N = 16$, за вътрешен шум на

приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, за стойност на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0$ и за средна мощност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB]. За Хох откривателя с фиксиран праг са използвани същите параметри на средата, само обема на извадката е максимален $N = 256$.

Аналогично, на фигура 3.17 са представени получените резултати за вероятността на правилно откриване, при спазване на същите показатели на процеса на откриване, но при стойност на вероятността за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$.

Резултатите са получени за двете оптимални стойности на праговата константа в Хох параметричното пространство $T_M = 2$ и $T_M = 14$. И при двете шумови ситуации е осигурено поддържане на постоянна стойност на вероятността за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$.



Фигура 3.17 Вероятностни характеристики на Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор и с фиксиран праг за две стойности на праговата константа в Хох параметричното пространство при $e_0 = 0.1$

Представените от проведения анализ резултати показват близки стойности на средния праг на откриване при промяна на интензивността на импулсните смущения, това означава, че разгледаният Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване гарантира устойчивост на процеса на откриване в интензивна шумова среда, което от своя страна потвърждава хипотезата, че използването на цензуриращи техники в процеса на откриване подобрява показателите му.

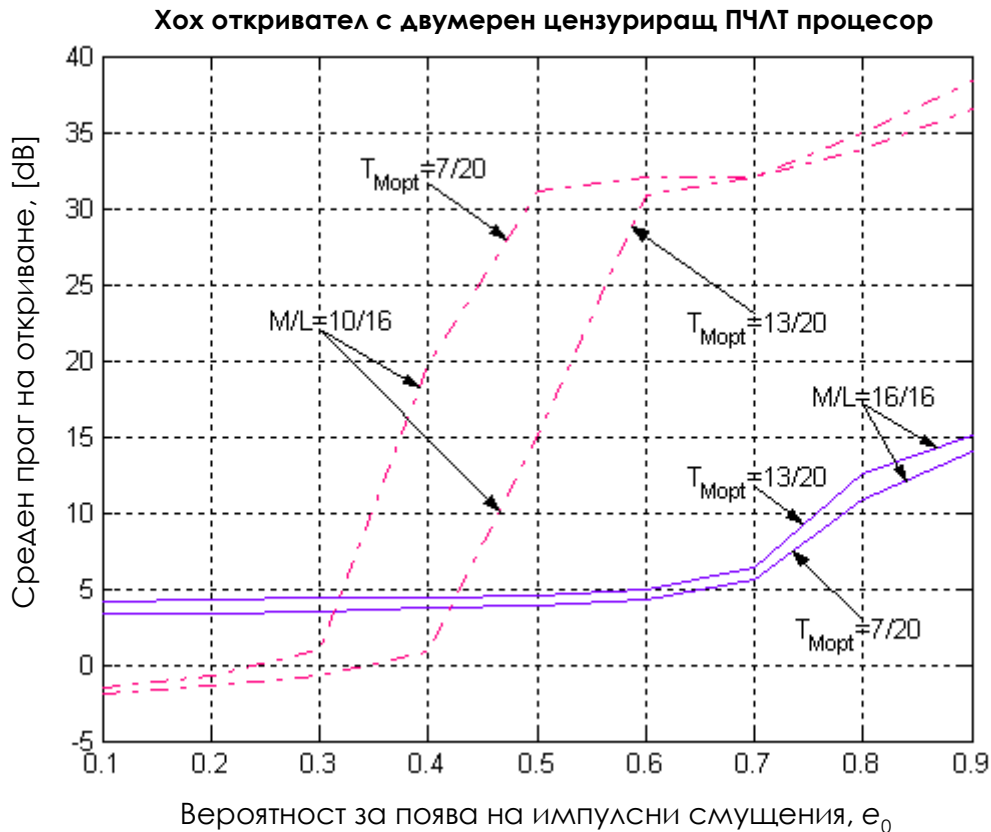
3.4. ОЦЕНКА НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА РАЗГЛЕДАНИТЕ ТИПОВЕ ОТКРИВАТЕЛИ, РАБОТЕЩИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Аналогично на представените в Глава 2 резултати, и тук сравнителният анализ на действието на Хох откривателя е извършен на основата на получените вероятностни характеристики, спазвайки изискванията посочени в [50, 51, 52]. Използвани са резултати, получени от анализа на действието на Хох откривател с цензуриращ ПЧЛТ процесор, работещ в условията на биомно разпределени импулсни смущения. За целите на проведения сравнителен анализ на работата на Хох откривателя са получени средните прагове на откриване по методиката, предложена в [138], при еднакви стойности на вероятността за правилно откриване $P_D = 0.5$ за различни стойности на бинарните правила.

На фигура 3.18 са показани получените резултати за решаващо правило $M/L = 10/16$ (прекъснатата линия) и за правило $M/L = 16/16$ (непрекъснатата линия). Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор, използващ правило $M/L = 10/16$ е по-добър в случая, когато имаме ниски стойности на вероятността за поява на импулсни смущения до $e_0 = 0.5$. За по-големи стойности на e_0 е по-подходящо да се използва бинарното правило $M/L = 16/16$, което осигурява по-малки загуби, изразени в отношението „сигнал/шум“.

Оказва се, че добавянето на бинарно натрупване към алгоритъма на цензуриращия ПЧЛТ процесор, работещ също така при оптималните стойности на праговите константи в Хох параметричното пространство, води до получаването на значителни печалби, изразени в отношението „сигнал/шум“. Например, за стойност

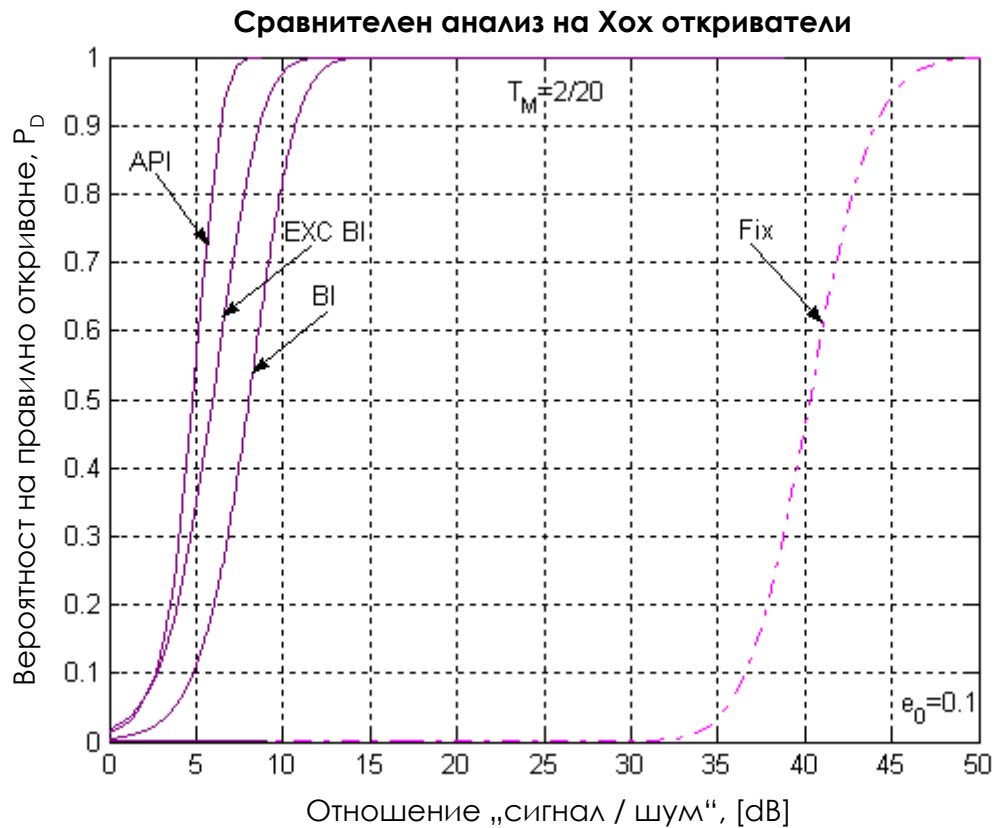
на вероятността за поява на импулсни смущения $e_0 = 0.9$, при използването на бинарно правило $M/L = 16/16$ и оптимална стойност на прага $T_{\text{Mopt}}/N_S = 7/20$, печалбите са от порядъка на 35 [dB], за оптималната стойност $T_{\text{Mopt}}/N_S = 13/20$ се получава печалба от около 40 [dB]. В случай, че се използва бинарно правило $M/L = 10/16$ и същите оптимални прагове, получената печалба е от около 20 [dB].



**Фигура 3.18 Стойности на загубите в отношението „сигнал/шум“
на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор за различни
стойности на праговите константи в Хох параметричното пространство**

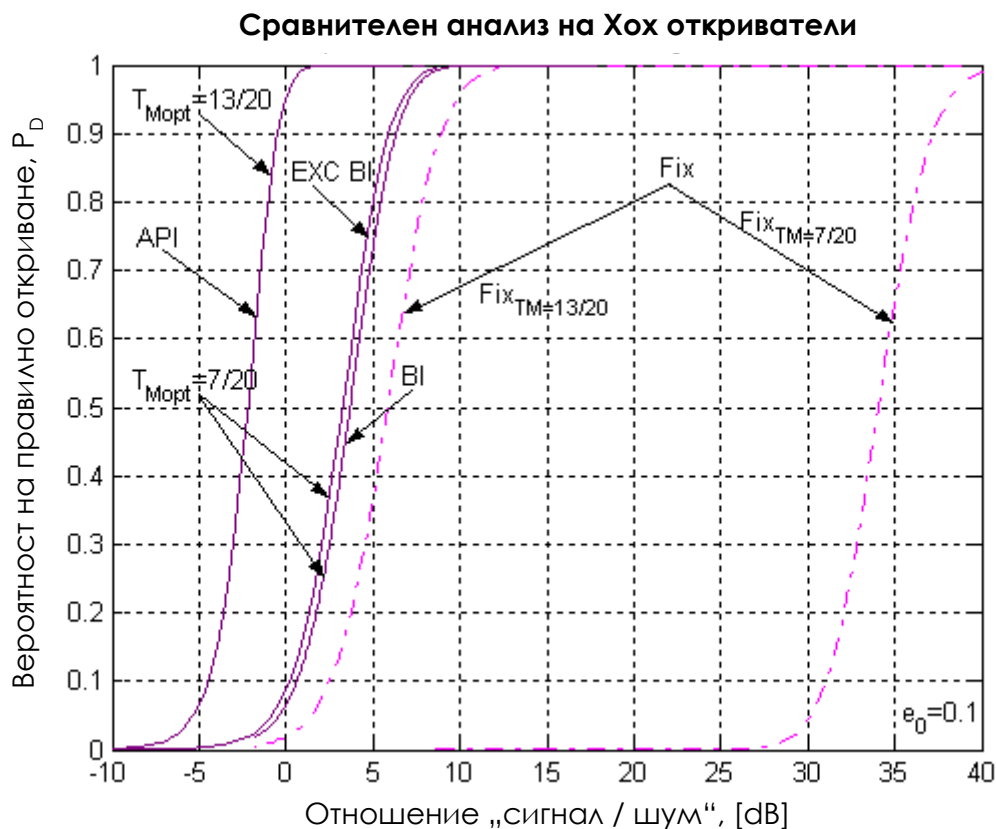
Проведеният сравнителен анализ на действието на Хох откривателите с двумерни ПЧЛТ процесори и Хох откривателя с фиксиран праг е извършен при една конвенционална стойност на бинарното решаващо правило в Хох параметричното пространство, $T_M/N_S = 2/20$ и при една стойност на вероятността за поява на импулсните смущения, $e_0 = 0.1$.

На фигура 3.19 са показани получените резултати, като са приложени еднакви за всички Хох откриватели условия при провеждането на експериментите.



Фигура 3.19 Вероятностни характеристики на Хох откривател с двумерни ПЧЛТ процесори и с фиксиран праг, за стойност на $M = 16$ и при вероятност за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$

Определените за оптимални стойности на праговите константи за различните видове Хох откриватели са използвани при получаването на вероятностните характеристики, показани отново с цел сравнителен анализ, на фигура 3.20. Получените резултати са нови и са публикувани в [7*, 8*, 9*, 11*, 32*, 36*]. Те показват, че наличието на импулсни смущения, както в обучаващият прозорец, така и в тестваната извадка, влошава работата на откривателите. Премахването на влиянието на тези смущения е възможно, ако те не участват при формирането на нивото на шума и оценката на сигнала.



Фигура 3.20 Вероятностни характеристики на Хох откривател
с двумерни ПЧЛТ процесори и с фиксиран праг, за стойност на $M = 16$
и при вероятност за поява на импулсните смущения $e_0 = 0.1$

Както се вижда от показаните на фигурите резултати, по-удачно се оказва да се използват Хох откриватели, работещи с оптималните стойности на бинарните решаващи правила в Хох параметричното пространство. При тях печалбите, изразени с отношението „сигнал/шум“, са по-големи в сравнение с Хох откривателя с фиксиран праг. Възможността за осигуряване на поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога е гарантирана при Хох откривателите с двумерни ПЧЛТ процесори. Това е един съществен аргумент в полза на прилагането на този тип Хох откриватели в средата на интензивно действащи импулсни смущения с променлив интензитет.

3.5. ИЗВОДИ ПО ТРЕТА ГЛАВА

1. Доразвита е задачата за съвместно откриване и оценяване на параметрите на движеща се цел с прилагане на Хох трансформация, използваща данни за единични или пакети отразени сигнали от радиолокационни цели в условията на случайно появяващи се импулсни смущения.

2. Синтезирани са различни нови структури на Хох откриватели съвместно работещи с едномерни и двумерни откриватели, осигуряващи поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога в условията на интензивни импулсни смущения. С помощта на метода за числено експериментиране са изследвани вероятностните характеристики на получените структури в условията на случайно появяващи се импулсни смущения с Поасонов и биномен закон за поява и Релеевска флуктуация на амплитудите.

3. Изследвана е чувствителността на вероятностните характеристики на Хох откривател на траектории, работещ в условията на интензивен биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения, спрямо промяната на параметрите на смущението, при използването на осредняващ ПЧЛТ процесор с последващо бинарно натрупване в тествания прозорец. Показано е, че използването на двумерен бинарен ПЧЛТ процесор повишава съществено качеството на откриване.

4. Изследвана е ефективността на Хох откривател на траектории с бинарен ПЧЛТ процесор с цензурираща процедура в обучаващия прозорец. Потвърдена е предложената хипотезата в дисертационния труд, че използването на цензуриращи техники повишава ефективността на разгледаните откриватели с около 5 [dB], в условията на интензивен биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения.

5. Изследвана е зависимостта на вероятностните характеристики на Хох откривател на траектории с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване, извършващ цензуриране на обучаващия и на тествания прозорец, спрямо промяната на вероятността за поява на импулсните смущения. Доказано е, че тази структура е с най-висока ефективност за случая на Поасонов поток от случайно появяващи се импулсни смущения.

6. Проведен е сравнителен анализ на действието на различните структури на Хох откриватели на траектории и сигнали, които използват едномерни и двумерни ПЧЛТ процесори в алгоритъма си за откриване. Предложен е, като най-ефективен за работа в средата на интензивни случайно появяващи се импулсни смущения с Поасоново разпределение на честотата за поява, да бъде използван Хох откривател с двумерен адаптивен ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване. С висока вероятност се предполага, че той ще е най-ефективен и в условията на биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения.

ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

ОТКРИВАТЕЛИ, ОЦЕНЯВАЩИ ПАРАМЕТРИТЕ НА ДВИЖЕЩИ СЕ ЦЕЛИ, ПОЛЗВАЩИ МАТЕМАТИЧЕСКА ТРАНСФОРМАЦИЯ НА СИГНАЛИТЕ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В настоящата глава като нова насока на проведените изследвания е реализирана и изследвана хипотезата на Carlson [52] за възможността за използване на предложения подход за оценка на скоростта на движеща се цел, но за разлика от разглеждания в литературата случай, тук се предполага определянето на скоростта да се извършва в условията на интензивно появяващи се хаотични импулсни смущения, чрез използването на пространствено-времева Хох трансформация [6*, 16*, 17*, 25*, 34*]. В хода на изследванията е извършено и сравнение на точността на измерване с конвенционалното измерване, при което се прилага Доплерова филтрация [21*, 30*, 33*]. Получените резултати показват, че при еднакви условия на експеримента – при еквиваленти деления на интервалите за измерване, брой на каналите за бързото преобразуване на Фурие (*Fast Fourier Transform* – *FFT*) и размерност на Хох пространството, при един и същ обем на измерването (20 обзора) – се получават еквивалентни резултати, което потвърждава известната максима, че подобни системи дават подобни резултати.

В началото на новото хилядолетие разработването на нови, високоефективни алгоритми за обработка на радиолокационната информация, които да притежават оптимални статистически характеристики и да са реализуеми за работа в реално време, е един актуален научен проблем.

През последните години все по-широко приложение намират алгоритмите за извличане на полезна информация за поведението на наблюдаваните цели – чрез

математическа трансформация на приетите сигнали, при което се получават оценки на параметрите на движещи се цели с изключително голяма точност при много динамична радиолокационна обстановка, в условията на интензивна шумова среда. Ето защо разработването на нови, шумоустойчиви и надеждни алгоритми за едновременно откриване и определяне на скоростта на целта, прилагащи Хох трансформация е изключително актуална задача. На решаването на тази задача е посветена настоящата глава от дисертационния труд.

4.1. ХОХ ОТКРИВАТЕЛ ПОДДЪРЖАЩ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА – ОЦЕНИТЕЛ НА СКОРОСТТА НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В този параграф от дисертационния труд се дефинира двуетапен алгоритъм за едновременно откриване на движеща се цел и определяне на скоростта ѝ, представен в статии [16*, 17*]. На първия етап целта се открива с помощта на Хох откривател, а на втория етап се определя радиалната скорост на целта в Хох параметричното пространство. Ефективността на предложения комбиниран алгоритъм се определя от два показателя – вероятността за правилно откриване и точността на определяне на скоростта на целта. Качествените показатели на алгоритъма за откриване са изчислени чрез прилагане на Монте Карло симулационен анализ.

Нека разгледаме действието на един обзорец радар, който измерва разстояние, азимут на целите, ъгъл на място и Доплерова скорост, като функция на времето. Времето е дискретизирано от периода на сканиране. Откриването на траектории чрез прилагане на Хох преобразуване може да се използва, както при въртяща се антена, така и при фазирана антенна решетка [52].

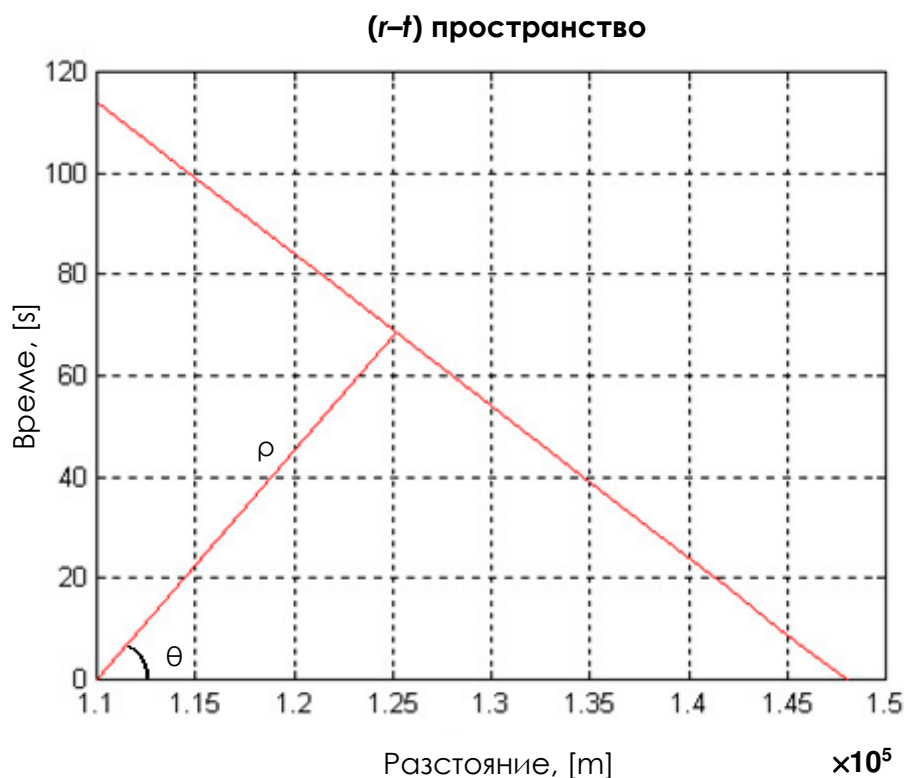
Традиционните радары излъчват в един елемент на разрешение по азимут няколко импулса на определена носеща честота. Зоната на обзора последователно се преглежда при различни посоки на диаграмата на насоченост. Тази процедура се повтаря последователно с периоди на времето, равни на периода на сканирането.

Във всеки елемент на разрешение по „азимут–разстояние“ на станцията се извършва бинарно или некохерентно натрупване на излъчените импулси. Целта се

дефинира за открита, ако амплитудата на импулса в елемента на разрешение на радара („азимут–разстояние“) превишава един предварително зададен праг. При този подход има известни трудности при откриване на бързо движещи се цели, защото тези обекти се движат бързо от един елемент на разрешение по разстояние до друг за времето на наблюдение. Ако получените от радара ехо-сигнали се подредят като многомерен дискретен масив, т.е. дискретна информационна карта (с 5 размерности – разстояние, азимут, ъгъл на място, Доплерова скорост и време), обектът ще се появи като крива, чиято интензивност зависи от нивото на мощността на ехо-сигналите. Ако тази крива може да се следи, тя съдържа цялата натрупана информация за обекта, както и пълната история на траекторията му. Обект с постоянна радиална скорост се появява като права линия. Проекцията на тази 5-мерна информация за разстояние и време е удобен начин да се покаже кривата, докато няма интерес към другите три нива за този обект. Така се формира така нареченото „*range – time*“ ($r-t$) пространство.

С цел визуализация, на фигура 4.1 е показана траекторията на обект с постоянна радиална скорост. Актуалната информация за движението на целта съдържа бял Гаусов шум и вътрешен шум на приемника, който е с Релеево разпределение на амплитудата и е сумиран във всяка клетка от така формираното „разстояние–време“ ($r-t$) пространство на наблюдението. Проблемът е да се открие траекторията на целта в условията на интензивна шумова среда [50, 51, 52]. Хох трансформацията е метод за откриване на елементи на криви, често използван за откриване на разположението на локационни линии на фона на интензивна шумова среда. На фигура 4.1 са показани няколко информационни точки, които образуват линия в ($r-t$) пространството. Линията може да бъде еднозначно дефинирана с помощта на два параметъра:

1. θ – ъгълът между перпендикуляра от началото на координатната система на ($r-t$) пространството до правата линия и оста на абсцисата;
2. ρ – дължина на перпендикуляра, т.е. разстоянието от началото на координатната система на ($r-t$) пространството до линията.



Фигура 4.1 Връзка между (*r-t*) пространството и Хох трансформацията

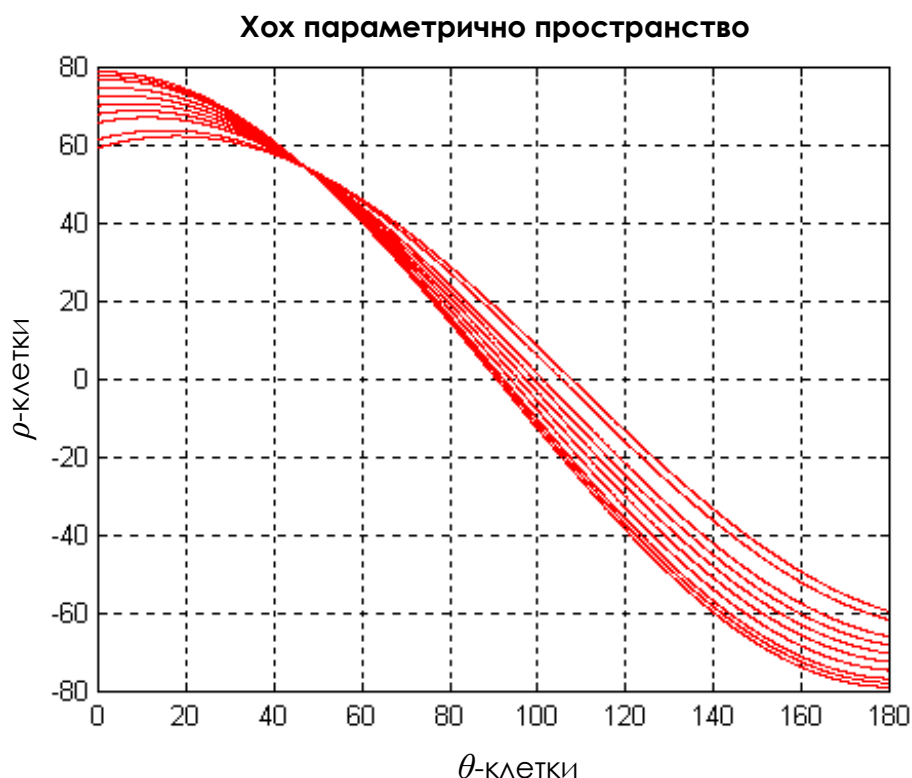
Преобразуването на Хох трансформира точките от (*r-t*) информационното пространство в криви, в т.нар. (ρ - θ) пространство или още известно като Хох параметрично пространство. В тригонометрична форма имаме следния запис на Хох трансформацията:

$$\rho = \sqrt{r^2 + t^2} \sin\left(\theta + \arctg \frac{r}{t}\right), \quad (4.1)$$

където r и t са координатите в (*r-t*) пространството.

Мрежата по θ в Хох параметричното пространство се формира с последователна промяна на ъгъла θ от 0° до 180° и изчисляване на съответстващата стойност на ρ . Максималната стойност на ρ е равна на дължината на диагонала в (*r-t*) пространство. На фигура 4.2 графично е илюстрирано равенство (4.1).

Ако линия от точки съществува в (*r-t*) пространството, тя се представя при прилагане на Хох трансформацията като пресечна точка на всички синусоиди в една от клетките (акумулаторна) на Хох параметричното пространство.



Фигура 4.2 Хох параметрично пространство

За съвместното откриване на цел и на траекторията ѝ се прилагат прагови правила. Първичният праг се използва за откриване на сигнала във всяка клетка от $(r-t)$ пространството. Когато първичният праг се надхвърли от стойността на сигнала в $(r-t)$ клетка, неговата мощност се прибавя към $(\rho-\theta)$ клетка, която се пресича от съответната синусоида в параметричното пространство. В този случай акумulatorната клетка в пресечната точка на няколко синусоиди ще достигне висока стойност.

Вторичният праг, приложен към всяка клетка в параметричното пространство, може да декларира откриване на праволинейна траектория. Това е натрупаният ехо-сигнал от движещата се цел за няколко периода на сканиране.

Предимството на Хох трансформацията е в едновременното откриване на целта и на траекторията ѝ. Целта се приема за открита, когато се локализира нейната праволинейна траектория в Хох пространството, т.е. параметрите ρ и θ . При прилагането на Хох трансформацията се извършва допълнително некохерентно натрупване на амплитудата (мощността) на сигнала, получено в резултат на няколко последователни обзора. Това допълнително натрупване на сигнала от

бързо движещи се цели довежда до увеличаване на вероятността за откриване на целта в сравнение с конвенционалните радарни системи.

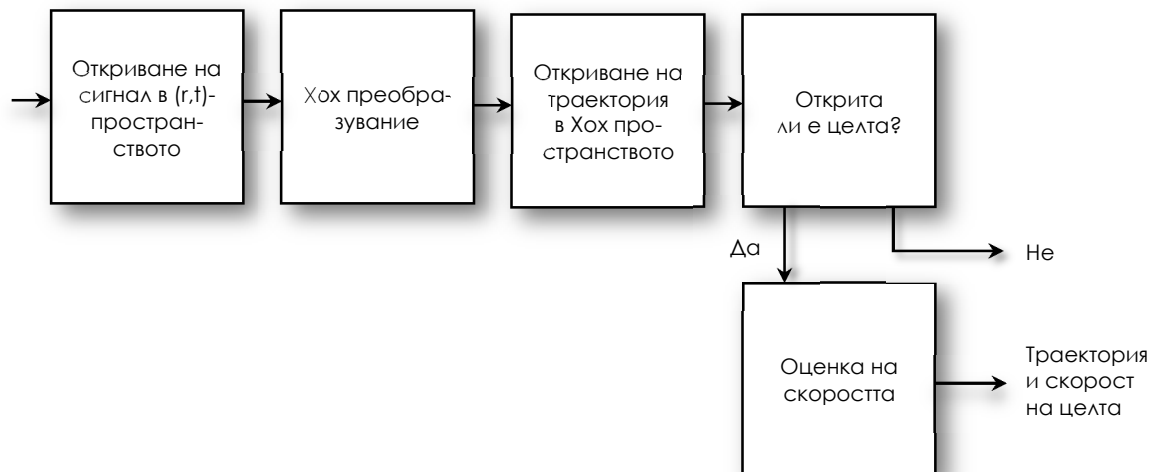
Друго важно предимство от прилагането на Хох трансформацията е, че грешката, която получаваме при откриването на целта и на траекторията ѝ, в този случай е по-малка от тази, която би се получила, ако отделно се извършва откриване на целта и на траекторията ѝ.

Наклонът на траекторията, представена на фигура 4.1, определя еднозначно радиалната скорост на целта, т.е. имаме:

$$V = \frac{(j_2 - j_1) \delta R}{(i_2 - i_1) t_{sc}} = \operatorname{tg} \theta \frac{\delta R}{t_{sc}}, \quad (4.2)$$

където $(i_1 \cdot \delta R, j_1 \cdot t_{sc})$ и $(i_2 \cdot \delta R, j_2 \cdot t_{sc})$ са координатите на две точки в $(r-t)$ пространството, които принадлежат на траекторията на целта, δR е клетката на разрешението по разстояние и t_{sc} е периодът на сканиране.

В съответствие с изрази (4.1) и (4.2), структурата на Хох откривател/оценител е представена на следващата фигура 4.3.



Фигура 4.3 Структурна схема на Хох откривател/оценител

Използвайки равенството (4.2), оценката на радиалната скорост на целта може да бъде определена аналитично с израз:

$$\hat{V} = \frac{\delta R}{t_{sc}} \operatorname{tg} \hat{\theta}. \quad (4.3)$$

4.2. АЛГОРИТЪМ ЗА ЕДНОВРЕМЕННО ОТКРИВАНЕ НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ И ОПРЕДЕЛЯНЕ НА СКОРОСТТА Ѐ, ПОЛЗВАЩ ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ПРИЕТИТЕ СИГНАЛИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Ефективността на предлагания двуетапен алгоритъм за едновременно откриване на движеща се цел и определяне на скоростта ѝ може да бъде определена по отношение на два качествени параметъра – вероятност за правилно откриване и точност на оценката на скоростта. За да се определят статистически тези параметри, е разработен следният симулационен алгоритъм за предложени Хох откривател/оценител:

1. В първата стъпка (r - t) пространството се квантува, като се дефинират клетката на разрешение по разстояние да бъде δR , времето за сканиране да е t_{sc} и броят на сканиранятия да е N_{sc} . Така формираното (r - t) пространство е с размерност $[N \times M]$, където $N = N_{sc}$ и $M = \frac{R_k - R_n}{\delta R}$.

2. Във втората стъпка матрицата на хипотезите ($IndTr$) се формира, като:

$$IndTr = \begin{cases} IndTr(i, j) = 1, j = Vt_{sc}i / \delta R \\ IndTr(i, j) = 0, j \neq Vt_{sc}i / \delta R \end{cases} \quad (4.4)$$

Броят на ненулевите елементи K_{target} в матрицата на хипотезите $IndTr$ е равен на всички цели позиционирани в (r - t) пространството:

$$K_{target} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N IndTr(i, j) / IndTr(i, j) \neq 0. \quad (4.5)$$

3. В третата стъпка на алгоритъма се симулира процесът на откриване на целта във всяка клетка на (r - t) пространството. Откриването се извършва с използване на осредняващ ПЧЛТ откривател. В резултат се получава матрица, всеки елемент на която показва дали целта е открита или не в съответната клетка на (r - t) пространството. Тя има вида:

$$Det^q(i, j) = \begin{cases} 1, \text{ целта е открита} \\ 0, \text{ целта не е открита} \end{cases}, \quad (4.6)$$

където p е броят на симулационните цикли.

4. В четвъртата стъпка от алгоритъма се квантува $(\rho-\theta)$ параметричното пространство. Формира се матрица с размерност $[K \times L]$. Параметрите K и L се определят от броя на дискретните стойности на параметъра θ , който е дискретизиран в интервала (θ_1, θ_2) , със стъпка на дискретизация $\Delta\theta$, като се отчете и размерът на $(r-t)$ пространството:

$$K = 2\sqrt{N^2 + M^2}; \quad L = \frac{\theta_2 - \theta_1}{\Delta\theta}. \quad (4.7)$$

5. В петата стъпка всички ненулеви елементи от матрицата Det^q се трансформират използвайки Хох трансформацията. По този начин $(r-t)$ пространството се преобразува в $(\rho-\theta)$ параметричното пространство. Резултатната матрица е $\{Ht\}_{K,L}^q$.
6. В шестата стъпка се открива траекторията на целта. Това става чрез сравнение на стойностите на всеки елемент от параметричното пространство, т.е. всеки елемент на матрицата $\{Ht\}_{K,L}^q$, с предварително определен фиксиран праг T_M . Това означава, че решаващото правило „ T_M от N_{SC} “ се прилага за всеки елемент от Хох параметричното пространство. Според този критерий, линейната траектория се определя еднозначно от точката $(\hat{\rho}, \hat{\theta})$ в Хох параметричното пространство, само ако стойността $Ht^q(\hat{\rho}, \hat{\theta})$ надхвърли прага T_M .

$$DetHo^q(i, j) = \begin{cases} 1, & Ht^q(i, j) > T_M \\ 0, & \text{в противен случай} \end{cases}. \quad (4.8)$$

7. Седмата стъпка от алгоритъма се извършва в случая, когато траекторията на целта е определена на предишната стъпка. Тогава в тази стъпка се определя радиалната скорост на целта, използвайки израза:

$$\hat{V} = \frac{\delta R}{t_{sc}} tg(\hat{\theta}), \quad (4.9)$$

където $\hat{\theta}$ е Хох параметърът, за който е открита траекторията.

8. В осмата стъпка, за да определим вероятностните характеристики и да оценим точността на определяне на скоростта, стъпки 1–7 се повтарят N_p на брой пъти.

Вероятността за фалшива тревога в $(r-t)$ пространството се определя като:

$$\hat{P}_{fa} = \frac{1}{(NM - K_{target}) N_q} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \sum_{l=1}^{N_q} \{Det^q(i, j) / IndTr(i, j) \neq 1\}. \quad (4.10)$$

Вероятността за правилно откриване в $(r-t)$ пространството се определя като:

$$\hat{P}_d = \frac{1}{K_{target} + N_q} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \sum_{l=1}^{N_q} \{Det^q(i, j) / IndTr(i, j) = 1\}. \quad (4.11)$$

Вероятността за фалшива траектория в $(\rho-\theta)$ пространството се определя като:

$$\hat{P}_{FA} = \frac{1}{KLN_q} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L \{DetHo^q(i, j) / i \neq I, j \neq J\}. \quad (4.12)$$

Вероятността за правилно откриване на траектория в $(\rho-\theta)$ пространството се определя като:

$$\hat{P}_D = \max_{I, J} \sum_{l=1}^{N_q} DetHo^q(i, j). \quad (4.13)$$

4.2.1. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА АЛГОРИТЪМА ЗА ЕДНОВРЕМЕННО ОТКРИВАНЕ НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ И ОПРЕДЕЛЯНЕ НА СКОРОСТТА ѝ, ПОЛЗВАЩ ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ПРИЕТИТЕ СИГНАЛИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

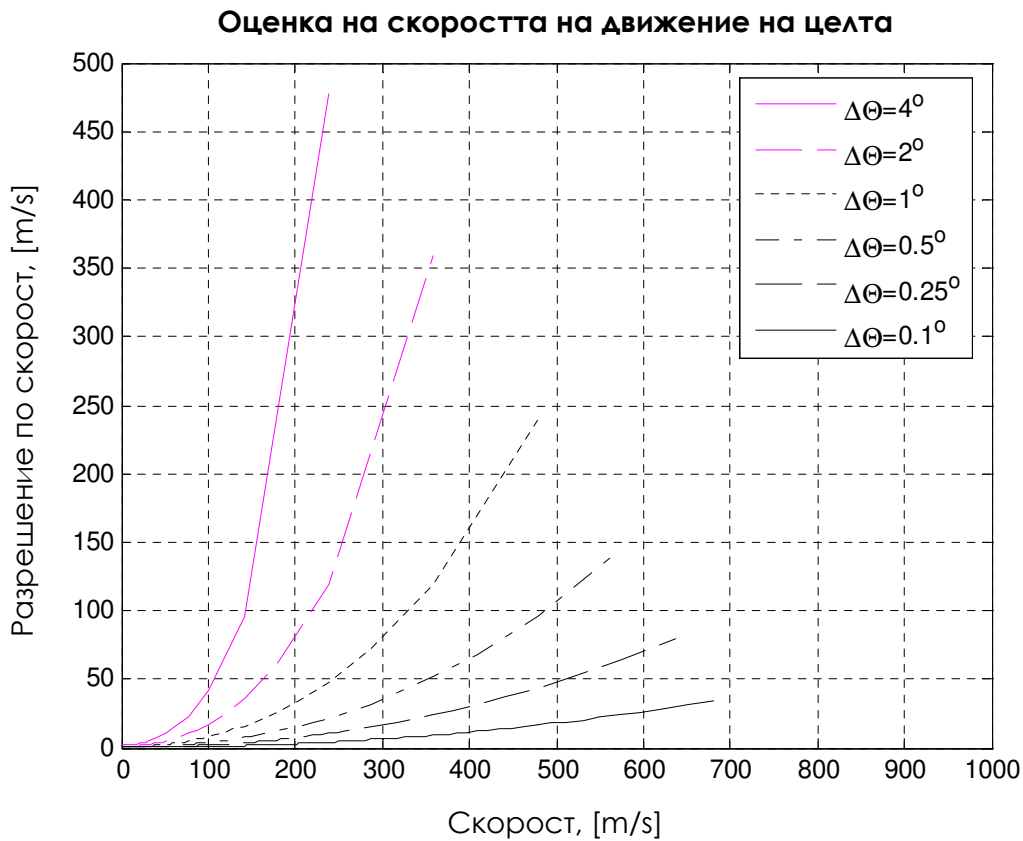
В този раздел са представени получените резултати от прилагането на симулационния алгоритъм за един конвенционален радар. Целта е да се подложи на статистически анализ алгоритъмът за едновременно откриване на траектория и определяне на скоростта на целта. За получаването на качествените характеристики – вероятност за правилно откриване и точност на определяне на скоростта, са използвани следните параметри: период на сканиране $t_{sc} = 6$ [s]; брой на сканиранията $N_{sc} = 20$, размерност на клетката на разрешение по разстояние $\delta R = 150$ [m] и $\delta R = 1500$ [m]; размерност на $(r-t)$ пространството 128×20 елемента; интервал на изменение на параметъра θ : $\theta_1 = 0^\circ$, $\theta_2 = 180^\circ$; вероятност за правилно откриване в $(r-t)$ пространството $P_D = 0.9$; вероятност за фалшива тревога в $(r-t)$ пространството $P_{FA} = 10^{-4}$; решаващо правило за откриване на траектория в Хох параметричното

пространство $T_M/N_{SC}=7/9$ и $T_M/N_{SC}=7/20$; скорост на движение на целта $V_{target} = 333$ [m/s]; стойност на отношението „сигнал–шум“ $SNR = 37$ [dB]; брой на симулационните цикли – 1000.

Съгласно израз (4.9), теоретичната точност за определяне на скоростта (ΔV) може да се представи като:

$$\Delta V_i = V_{i+1} - V_i = \frac{\delta R}{t_{sc}} (tg \theta_{i+1} - tg \theta_i), \quad (4.14)$$

където $\theta_{i+1} = i\Delta\theta$, $\theta_i = (i-1)\Delta\theta$, $i=1,2,...,L$.

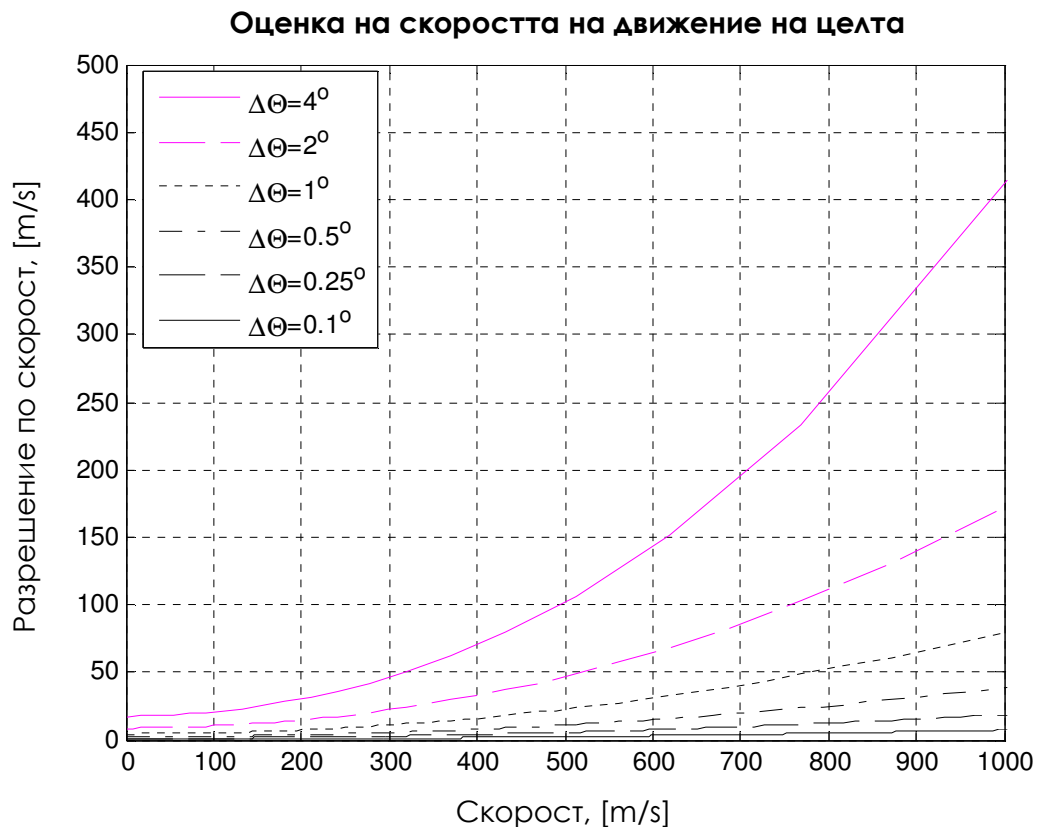


**Фигура 4.4 Разрешение по скорост за дадена стойност
на разрешението по разстояние ($\delta R = 150$ m)**

Точността на оценката се определя главно от честотата на дискретизация на параметъра θ , а също така зависи и от интервала на дискретизация в $(r-t)$ пространството. Проведеният анализ показва, че за дадена стойност на параметрите δR и t_{sc} интервалът на дискретизация $\Delta\theta$ трябва да бъде избран по такъв начин, че

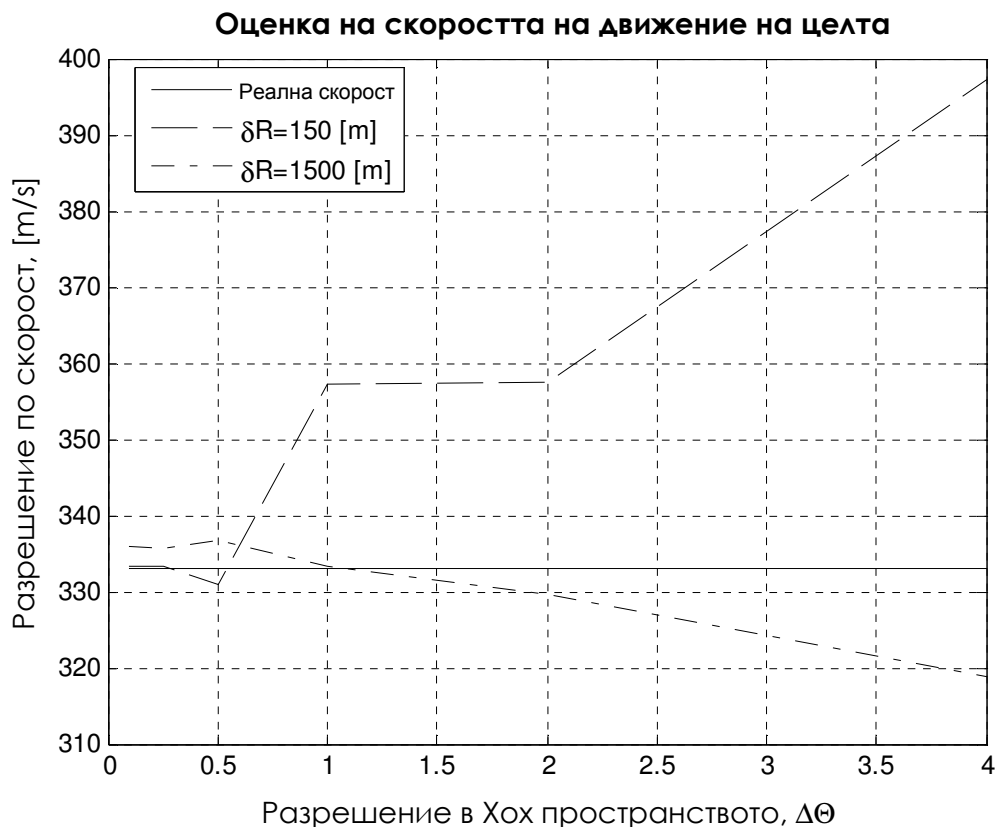
да бъде осигурена необходимата точност на измерване на скоростта на движение на наблюдаваната цел.

Теоретичната точност, която може да бъде достигната в зависимост от интервала на дискретизация на параметъра θ , е представена на фигури 4.4 и 4.5, за две стойности на разрешението по разстояние, съответно $\delta R = 150$ m и $\delta R = 1500$ m. Точността, с която се определя скоростта на целта, е представена като функция на шест предварително зададени стойности на $\Delta\theta$.



Фигура 4.5 Разрешение по скорост за дадена стойност на разрешението по разстояние ($\delta R = 1500$ [m])

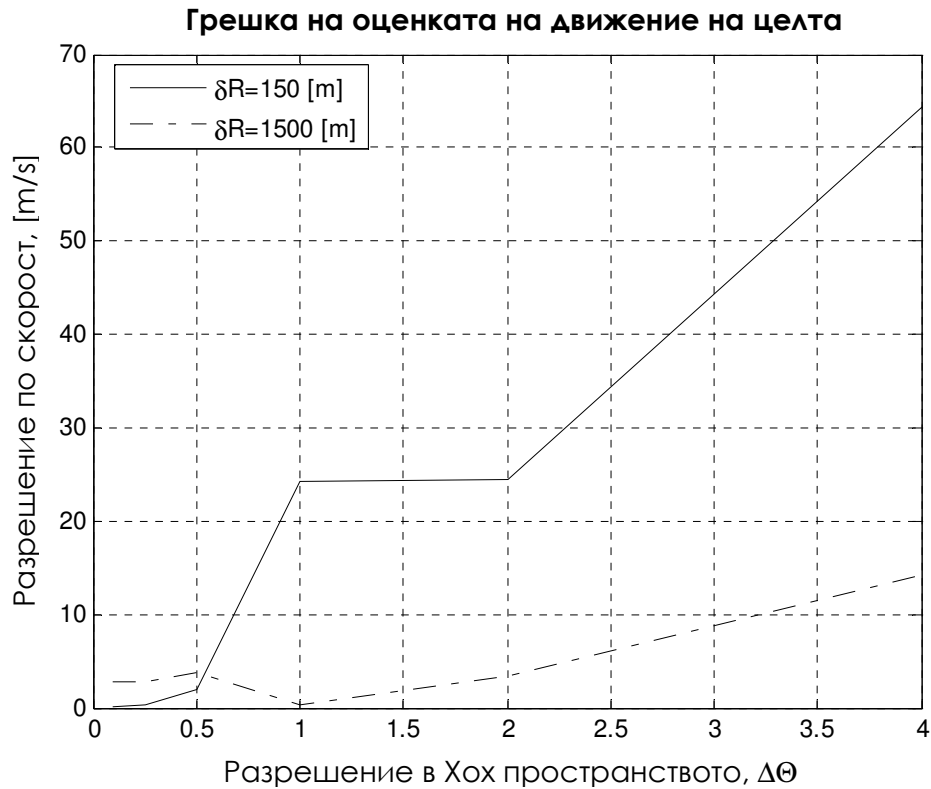
Оценките на средната скорост, получени за цел с реална скорост на движение от 333 [m/s], са показани на фигура 4.6 като функция на дискретизацията на параметъра $\Delta\theta$. За сравнение средната оценена скорост е представена за две стойности на разрешението по разстояние $\delta R = 150$ [m] и $\delta R = 1500$ [m].



Фигура 4.6 Оценка на средната скорост на целта за две стойности на разрешението по разстояние

Абсолютната грешка от определянето на скоростта на целта е изчислена за две стойности на това разрешение и получените резултати са представени на фигура 4.7. Те са представени и като функция на дискретизацията на параметъра $\Delta\theta$.

Получените числени резултати са представени и таблично в таблици 4.1 и 4.2. Оценките на точността при определяне на скоростта на движеща се по праволинейна траектория цел със скорост от 333 [m/s] са представени за шест дискретизирани стойности на параметъра θ . В допълнение, в таблици 4.1 и 4.2 са представени и стойностите за изчислените вероятностни характеристики – вероятност за правилно откриване в $(r-t)$ пространството, P_d , и вероятност за правилно откриване на траектория в $X_{\theta\theta}$ параметричното пространство, P_D .



Фигура 4.7 Абсолютна грешка от определянето на скоростта на целта за две стойности на разрешението по разстояние

$\Delta\theta^\circ$	Реална скорост, V_{real} Реален ъгъл, θ_{real}°	V_{ave} [m/s]	ΔV [m/s]	P_d	P_D
0.1	$V_{real} = 333\text{m/s}$ $\theta_{real} = 85.7066^\circ$	333.1697	0.1697	0.932	0.956
0.25		333.2808	0.2808	0.909	0.940
0.5		330.9933	2.0067	0.912	0.935
1.0		357.2151	24.2151	0.916	0.474
2.0		357.5167	24.5167	0.914	0.485
4.0		397.3636	64.3636	0.912	0.006

Таблица 4.1 Стойности за скорост и вероятностни характеристики за $\delta R = 150$ [m]

$\Delta\theta^\circ$	Реална скорост, V_{real} Реален ъгъл, θ_{real}°	V_{ave} [m/s]	ΔV [m/s]	P_d	P_D
0.1	$V_{real} = 333\text{m/s}$ $\theta_{real} = 53.1026^\circ$	335.844	2.844	0.912	1
0.25		335.7617	2.7617	0.915	1
0.5		336.7357	3.7357	0.918	1
1.0		333.3181	0.3181	0.917	1
2.0		329.5216	3.4784	0.919	1
4.0		318.832	14.168	0.920	1

Таблица 4.2 Стойности за скорост и вероятностни характеристики за $\delta R = 1500$ [m]

В този симулационен експеримент, $(r-t)$ пространството съдържа 128 клетки на разрешение по разстояние. Това означава, че общият брой на точките, определящи еднозначно откриването на траекторията на целта в $(r-t)$ пространството, може да бъде изчислен с израза:

$$N_{point} = \begin{cases} \frac{128 \cdot \delta R}{V_{target} \cdot t_{sc}}, & \text{ако } \frac{128 \cdot \delta R}{V_{target} \cdot t_{sc}} < 20 \\ 20, & \text{в противен случай} \end{cases} \quad (4.15)$$

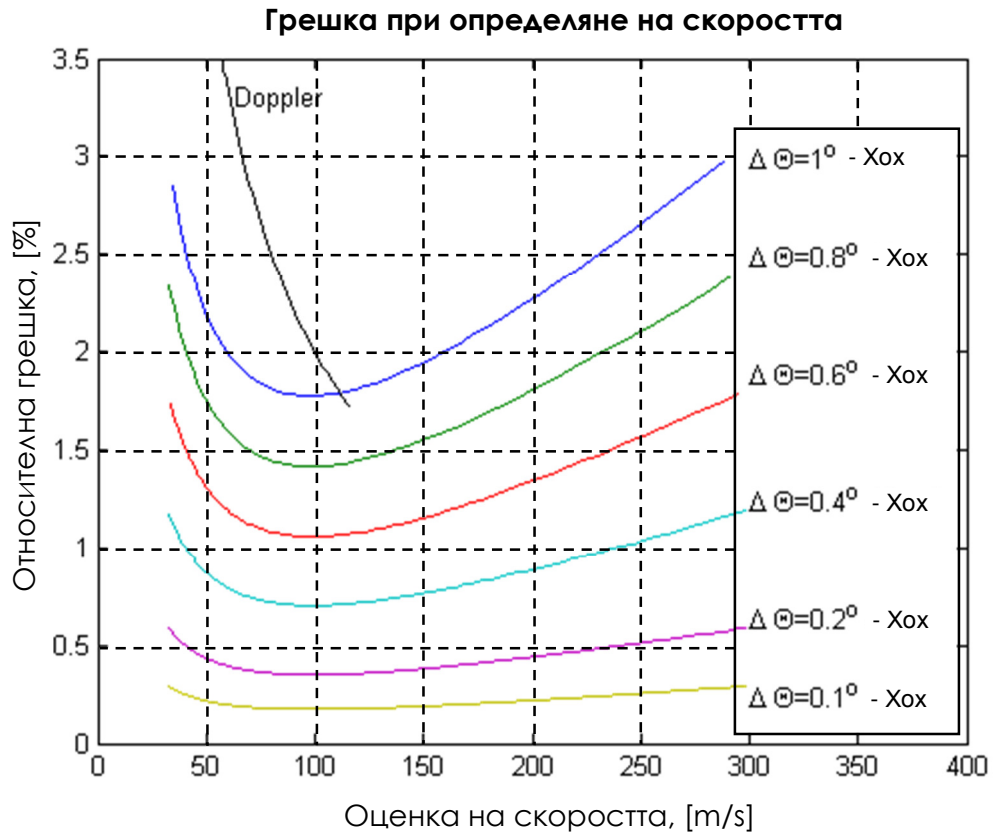
Ако $t_{sc} = 6$ [s] и $V_{target} = 333$ [m/s], то $N_{point} = 9$ за $\delta R = 150$ [m] и $N_{point} = 20$ за $\delta R = 1500$ [m].

Поради тази причина, решаващото правило при определяне на наличието на траектория в Хох параметричното пространство е „7 от 9“, когато клетката на разрешение по разстояние е $\delta R = 150$ [m], а при клетка на разрешение по разстояние $\delta R = 1500$ [m] е „7 от 20“. Това е причината стойностите, изчислени за вероятността за правилно откриване на траектория, представени в таблица 4.2, да са по-добри от показаните в таблица 4.1. Сравнителният анализ на резултатите, получени за дискретизацията по скорост в Хох параметричното пространство, представен на фигури 4.8, 4.9 и 4.10, показва предимствата на Хох откривателя/оценителя при поддържане на необходимата точност на оценката, за дадена честота на дискретизация на параметъра θ в Хох параметричното пространство.

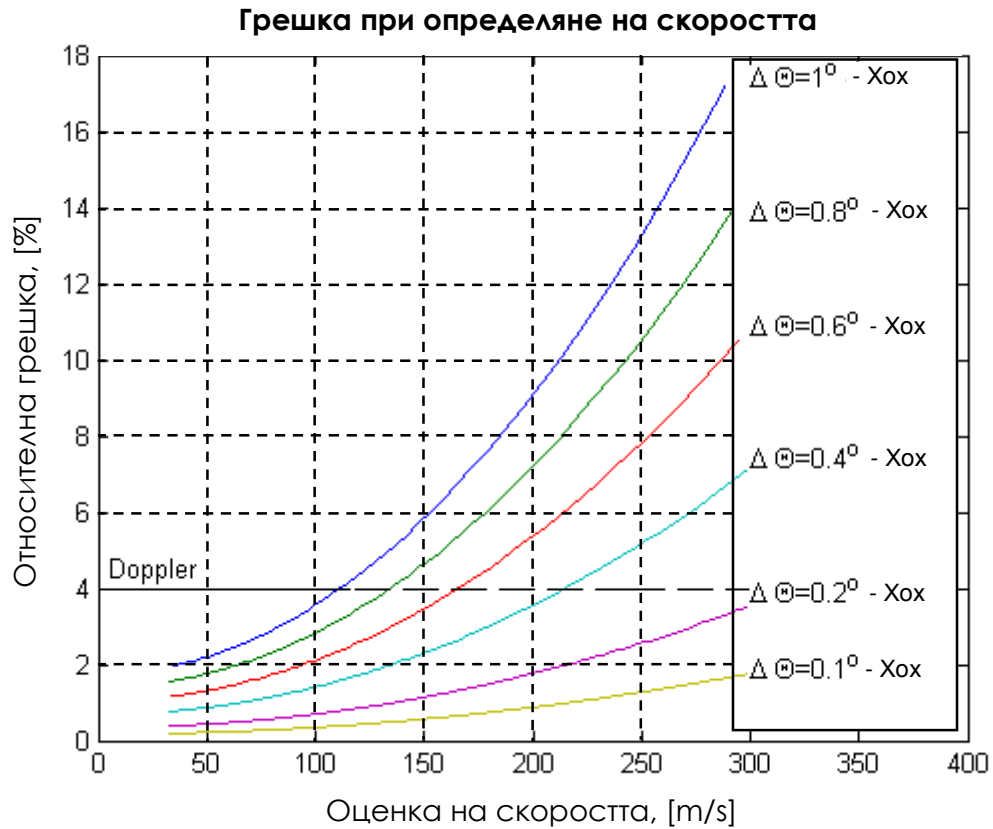
Когато скоростта на целта е в диапазона на Доплеровия оценител ($4 \div 117$ [m/s]), Хох откривателят/оценителят поддържа по-висока точност на измерване, ако стъпката на дискретизация в параметъра θ е избрана да бъде по-малка от 1° .

Въпреки че се наблюдава нарастване на абсолютните и относителните грешки на Хох оценителя с увеличаване на скоростта на движение на целта, дискретизацията на θ със стъпка по-малка от 0.4° гарантира грешка в оценката по-малка от 1%, за скорости, попадащи в разрешението по скорост на Хох откривателя/оценителя.

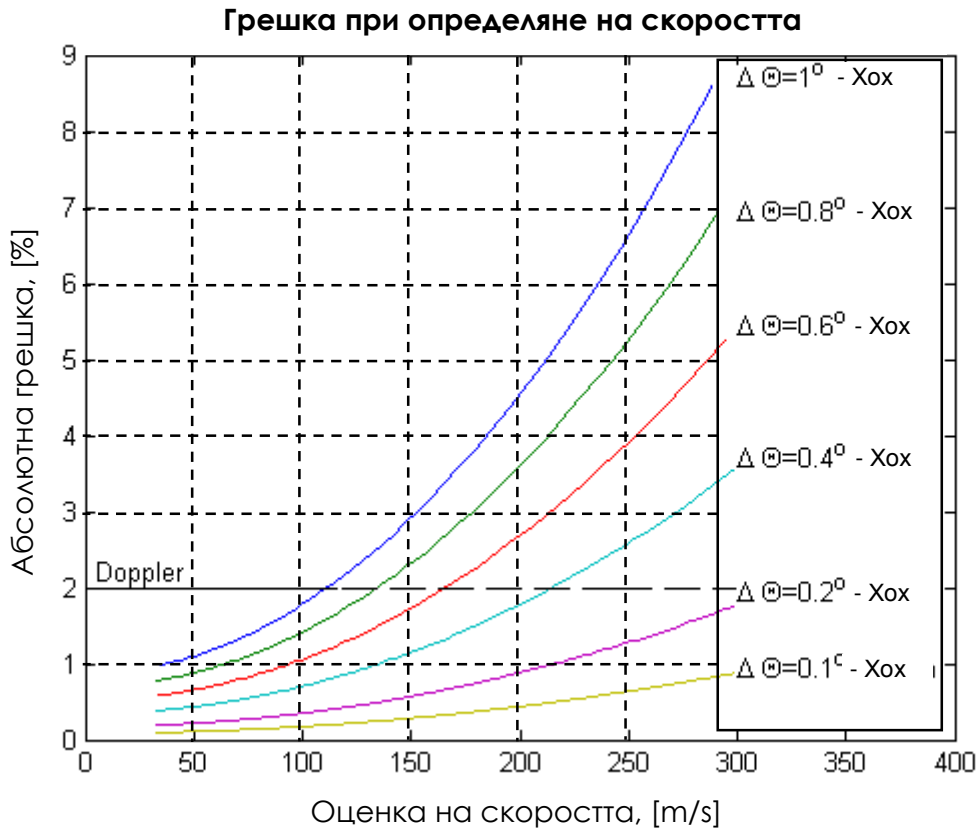
С цел да се намали изчислителна тежест при прилагането на Хох откривателя, определянето на скоростта в параметричното пространство се предлага да бъде представено с двуетапен алгоритъм.



Фигура 4.8 Относителна грешка при определянето на скоростта на целта



Фигура 4.9 Разделителна способност по радиална скорост



Фигура 4.10 Абсолютна грешка при определянето на скоростта на целта

На първия етап параметърът θ се дискретизира с по-голяма стъпка, т.е. $\Delta\theta \gg 1^\circ$. Оценката на скоростта $\hat{V}$ на този етап се определя в интервала $\hat{V} \in [V_1, V_2]$. На втория етап параметърът $\theta \in [\theta_1, \theta_2]$ се дискретизира прецизно с много малка стъпка, т.е. $\Delta\theta \ll 1^\circ$. Диапазонът на изменение на параметъра θ съответства на диапазона на изменение на скоростта на целта $[V_1, V_2]$, определен на предишния етап:

$$\theta_1 = a \tan\left(\frac{V_1 \cdot t_{sc}}{\delta R}\right), \quad \theta_2 = a \tan\left(\frac{V_2 \cdot t_{sc}}{\delta R}\right). \quad (4.16)$$

На втория етап от оценката на скоростта на движение на целта се извършва прецизно оценяване на скоростта и стъпката на дискретизация $\Delta\theta$, която трябва да бъде избрана така, че да удовлетворява изискванията за точност на оценката.

В заключение може да се каже, че в този параграф е представен нов алгоритъм за едновременно откриване на праволинейна траектория на движеща се цел и определяне на скоростта ѝ за един азимут. Проведен е Монте Карло симула-

ционен анализ за проверка на предложения алгоритъм. Получените от анализа резултати показват силна зависимост на качествените показатели на процеса на откриване и оценяване с параметрите, както на $(r-t)$ пространството, така и на Хох параметричното пространство. Показано е, че оптималната дискретизация и на двете пространства е необходимо условие за постигане на добри резултати за вероятностните оценки и за точността на определяне на реалната скорост на движение на целта в интензивна шумова среда.

4.3. КОНВЕНЦИОНАЛЕН ОЦЕНИТЕЛ И ХОХ ОЦЕНИТЕЛ НА СКОРОСТТА НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В конвенционалните радарни системи (*pulse Doppler radar systems*), радиалната скорост на целта се определя с използването на ефекта на Доплер, [1]. При тях във всеки елемент на разрешение по разстояние, скоростта се определя чрез излъчване на импулс за кратък период от време към целта и определяне на отместването между всеки импулс на радара. В Доплеровия радар сигналната обработка се извършва чрез определяне на средната фаза между последователни импулси в един пакет. Това обикновено се прави с използване на едномерно бързо Фурие преобразуване, което се извършва независимо за всеки елемент на разрешение по разстояние. За определяне на радиалната скорост на целта е необходимо да се знаят радарната честота, скоростта на светлината, честотата на повторение на импулса и средната Доплерова фаза на изместване. При тези радарни системи определянето на максималната радиална скорост на целта е ограничено от честотата на повторение на импулса и дължината на вълната. Резолуцията на скоростта зависи от размера на импулсния пакет.

Един алтернативен подход за определяне на скоростта на движеща се цел е използването на Хох трансформация на приетите сигнали от целта. Хох откривателят/оценителят разполага с ограничен набор от възможни модели на линейни траектории на наблюдаваната цел. Използването на Хох трансформацията позволява да бъде извлечена допълнителна информация за параметрите на целта, освен

за разстоянието ѝ до радара, но и за скоростта ѝ чрез използването на параметрите от Хох пространството.

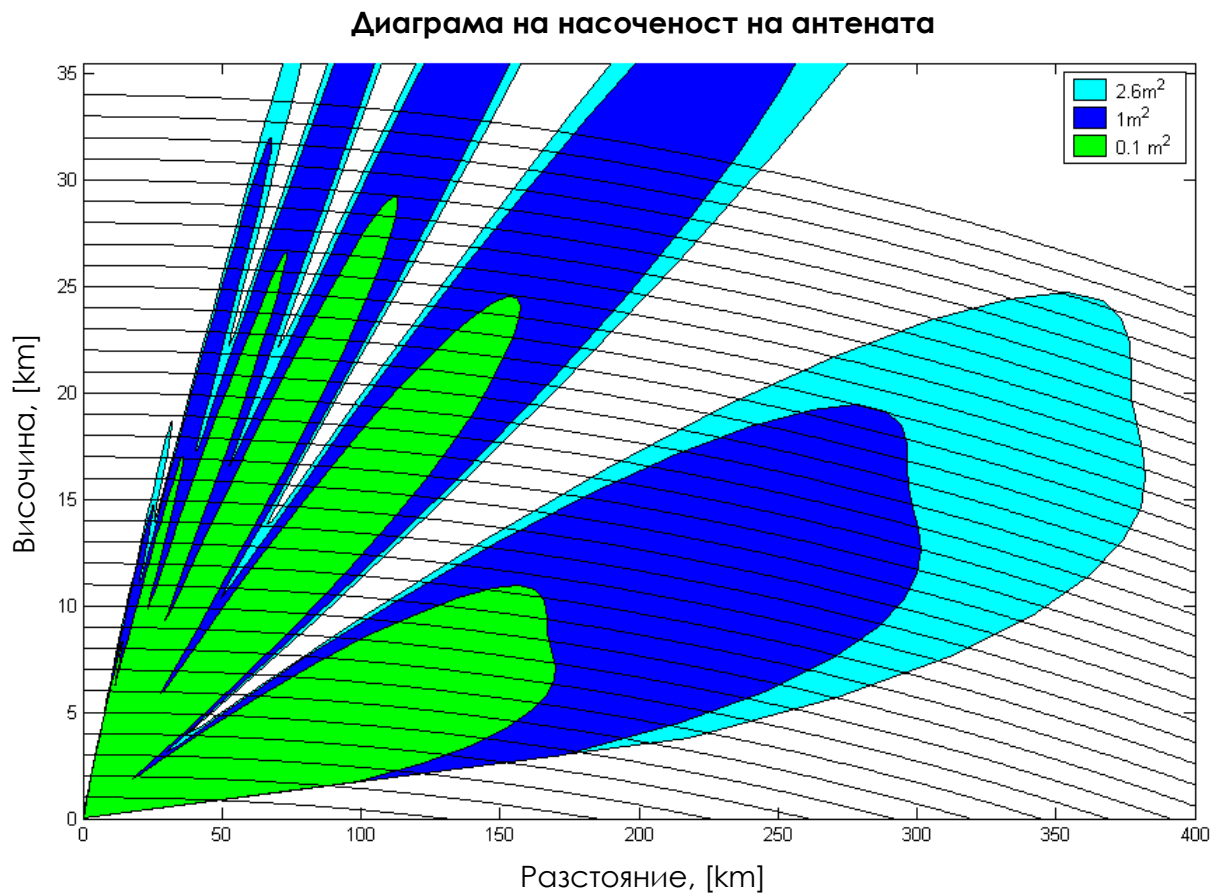
В статии [21*, 30*, 33*] са представени получените резултати при прилагането на две техники за оценка на скоростта на движеща се цел – с Доплеров оценител и с оценител, прилагащ Хох трансформация на приетите сигнали от целта. Получените сравнителни резултати чрез проведения Монте Карло симулационен анализ на двата оценителя показват, че определените скоростни оценки от тях са с еднаква точност. Показано е, че при оценката на радиална скорост на цел движеща се със 100 [m/s], която е определена от 128-канален Доплеров оценител, се постига същата грешка ($\delta\hat{V} = 0.7\%$), както и при определянето на скоростта с използването на Хох откривател/оценител с пространствена двуградусова дискретизация. Установено е, че прилагането на Хох откривателя има известно предимство при определянето на високи скорости на движение на целите в интензивен поток от случайно появяващи се импулсни смущения.

Основният акцент на анализа, представен в статия [33*], е поставен върху точността, с която се определя скоростта на движеща се цел при прилагането на два различни подхода при еднакви условия на експеримента. При първия, който се приема за традиционен, скоростта се определя с използване на Доплеровия ефект във всеки текущ обзор на радара. При втория подход се определя средна скорост, получена в резултат на прилагане на Хох трансформация на сигнала от целта за няколко последователни обзора на радара.

Максималната абсолютна грешка, получена при използването на Доплеров оценител, е в обратнопропорционална зависимост от броя на каналите, използвани при бързото Фурие преобразуване. По аналогия, максималната абсолютна грешка при определянето на скоростта от Хох оценителя, зависи обратнопропорционално от броя на каналите, използвани в Хох трансформацията. На първия етап от изследването максималната абсолютна грешка се изчислява аналитично и за двата вида оценители. На втория етап грешката се определя чрез прилагане на Монте Карло симулационен анализ. За пълнота на изследването е проведен и последващ сравнителен анализ на получените резултати от двата оценителя за еднакви

параметри на обзорна радарна система и еднакви стойности на вероятността за правилно откриване и вероятността за лъжлива тревога.

На фигура 4.11 е представена диаграмата на насоченост на използваната в проведените експерименти антена, за три вида цели, с различни сечения – $0.1 \text{ [m}^2\text{]}$, $1 \text{ [m}^2\text{]}$, $2.6 \text{ [m}^2\text{]}$. От фигурата се вижда, че максималното разстояние, на което могат да бъдат открити и трите цели, е 400 [km] .



Фигура 4.11 Диаграма на насоченост на антената

4.3.1. ДОПЛЕРОВ ОЦЕНИТЕЛ НА СКОРОСТТА НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Принципната структурна схема на Доплеровия оценител е показана на фигура 4.12. Входният радиочестотен сигнал се демодулира до нулева централна честота, преди да постъпи в модула за импулсна компресия и да бъде подложен на Доплерова филтрация. Тази последователност се налага от необходимостта за намаляване на изчислителната тежест, породена от количеството информация,

което трябва да бъде съхранено за последваща обработка. Модулираният сигнал е в комплексна форма.



Фигура 4.12 Структурна схема на Доплеров откривател/оценител

След компресията на импулсите, комплексната амплитуда на всички получени от целта импулси се подлага на Доплерова филтрация с цел определяне на скоростта на целта. Изходящият максимален пик се сравнява с праговата стойност на откривателя, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога. Ако се надхвърли този праг, то радиалната скорост на целта се определя посредством израза:

$$V_{targ} = \frac{\lambda F_{PRF}}{2N_{FFT}} n, \text{ като } F_{PRF} < \frac{c}{2R_{max}}, \quad (4.17)$$

където F_{PRF} е честотата на повторение, λ е дължината на вълната, c е скоростта на светлината, R_{max} е максималното разстояние, N_{FFT} е размерността на Фурие преобразуването, n е броят на каналите, в които е надхвърлен първичният праг на откриване.

Основният проблем, свързан с тази техника за определяне на скоростта на движеща се цел, се състои в неопределеността, която се дължи на фазовото изместване след π , когато се генерират хармоници. Поради тази причина, изразите за максималната и минималната скорост на движеща се цел, определени с този метод имат вида:

$$V_{targ,min} = \delta V_{NFFT} = \frac{\lambda F_{PRF}}{2N_{FFT}}, \quad V_{targ,max} = \frac{\lambda F_{PRF}}{4}. \quad (4.18)$$

Принципната схема на Хох откривател/оценител е представена на фигура 4.3. Приемаме, че разглежданата радарна система открива целта на определено разстояние и азимут като функция на времето. То се отчита, чрез периода на сканиране на

целта, но разстоянието и азимутът са във функционална зависимост от клетките на разрешение на радарната система. Приема се, че целта се движи в една клетка по азимут и че траекторията ѝ е права линия, определена от няколко точки с координати (r, t) в $(r-t)$ пространството от данни.

Както беше вече показано в представения анализ, прилагайки Хох трансформация на приетия сигнал от целта в $(r-t)$ пространството, траекторията на целта може да бъде определена и с помощта на други параметри – ъгъла θ , на перпендикуляра, който сключва траекторията на целта с центъра на координатната система в Хох параметричното пространство, и разстоянието ρ , което еднозначно определя траекторията на целта.

Прилагайки математическата трансформация на сигнала от целта, която дефинира връзката между $(r-t)$ пространството и $(\rho-\theta)$ Хох параметричното пространство, параметърът θ се дискретизира в интервала от 0° до 180° със стъпка $\Delta\theta$. Същевременно в $(r-t)$ пространството се формира праг, осигуряващ постоянна честота на лъжлива тревога. Всяка клетка от $(r-t)$ пространството се подлага на сравнение и ако надхвърли определения праг, то тя се прехвърля в $(\rho-\theta)$ параметричното пространство чрез Хох трансформация. Въвежда се втори праг на откриване за всяка точка в $(\rho-\theta)$ пространството, който да гарантира откриване на траекторията на целта. Точката $(\hat{\rho}, \hat{\theta})$, в която е надхвърлен този праг, еднозначно определя тази траектория. Ако траекторията е открита, то радиалната скорост на целта се определя с изрази:

$$\hat{V} = \operatorname{tg} \hat{\theta} \cdot \delta R / t_{sc}, \quad (4.19)$$

където δR е размерността на клетката по разстояние, а t_{sc} е периодът на сканиране.

4.3.2. ЧИСЛЕНИ РЕЗУЛТАТИ, ПОЛУЧЕНИ ОТ АНАЛИЗА НА КОНВЕНЦИОНАЛЕН ОЦЕНИТЕЛ И ХОХ ОЦЕНИТЕЛ НА СКОРОСТТА НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Определянето на точността на оценката на скоростта на движеща се цел с използването на двата метода е проведена посредством прилагането на Монте

Карло симулационен анализ. Целта на този анализ е да се оценят точностните показатели, получени за двата оценителя при еднакви параметри на радарната система. Грешките при определяне на скоростта се изчисляват, както следва:

$$\Delta\hat{V} = V - \sum_{k=1}^{K_{cycle}} \hat{V}_k / K_{cycle}, \quad \delta\hat{V} = |\Delta\hat{V}| / V \cdot 100\%, \quad (4.20)$$

където $\Delta\hat{V}$ е относителна грешка, $\delta\hat{V}$ е процентна грешка, $\hat{V}_k$ е оценката на скоростта, изчислена в k -тия симулационен цикъл, $K_{cycle} = 10000$ е общият брой на симулациите.

Симулациите са проведени при следните параметри на радарната система: дължина на вълната 1.875 [m], честота на повторение 250 [Hz], период на сканиране 10 [s], размерност на пакета 56, вероятност за правилно откриване $P_D > 0.9$, вероятност за лъжлива тревога $P_{FA} = 10^{-6}$.

В съответствие с направените допускания, за Доплеровия оценител на скоростта е определена стойността за максимална скорост на движение на целта $V_{targ,max} = 117$ [m/s]. Определени са стойностите на двете грешки при оценката на скоростта – относителна и процентна, за цел, която се движи с реална скорост от 100 [m/s]. Съвместната вероятност за правилно откриване и оценяване на скоростта на движеща се цел се определя с израза:

$$P_D = probability\{P_{sig} > H_D \ \& \ |V - \hat{V}| \leq \delta V_{NFFT}\}. \quad (4.21)$$

Максималните грешки (относителна и процентна) са получени аналитично и са представени на фигури 4.13 и 4.14. Числените резултати от симулационния анализ са представени в таблица 4.3 и на фигура 4.15.

Сравнителният анализ на получените грешки, който е показан в таблица 4.3 и графично представен на фигури 4.15 и 4.16, позволява да се изкаже твърдението, че и двата метода дават близки резултати за точността на оценяване. Доплеровият оценител със 128 канала постига същата процентна грешка $\delta\hat{V} = 0.7\%$, както Хох оценителя със стъпка на дискретизация на Хох параметричното пространство 2° .

Доплеров оценител				Хох оценител			
N_{FFT}	$\Delta\hat{V} (m/s)$	$\delta\hat{V} (\%)$	$\hat{P}_D$	$\Delta\theta^\circ$	$\Delta\hat{V} (m/s)$	$\delta\hat{V} (\%)$	$\hat{P}_D$
64	-1.123	1.123	0.9999	4	-3.1135	3.1135	0.904
128	0.7080	0.7080	0.8802	3	-1.2674	1.2674	0.906
256	-0.2075	0.2075	0.9176	2	0.6988	0.6988	0.905
512	-0.2075	0.2075	0.5383	1	0.5795	0.5795	0.906
1024	0.0214	0.0214	0.4859	0.8	0.0647	0.0647	0.906
2048	0.0214	0.0214	0.2513	0.6	0.3818	0.3818	0.905
4096	0.0214	0.0214	0.1254	0.4	0.4142	0.4142	0.905
				0.2	0.3321	0.3321	0.905
				0.1	0.3847	0.3847	0.906

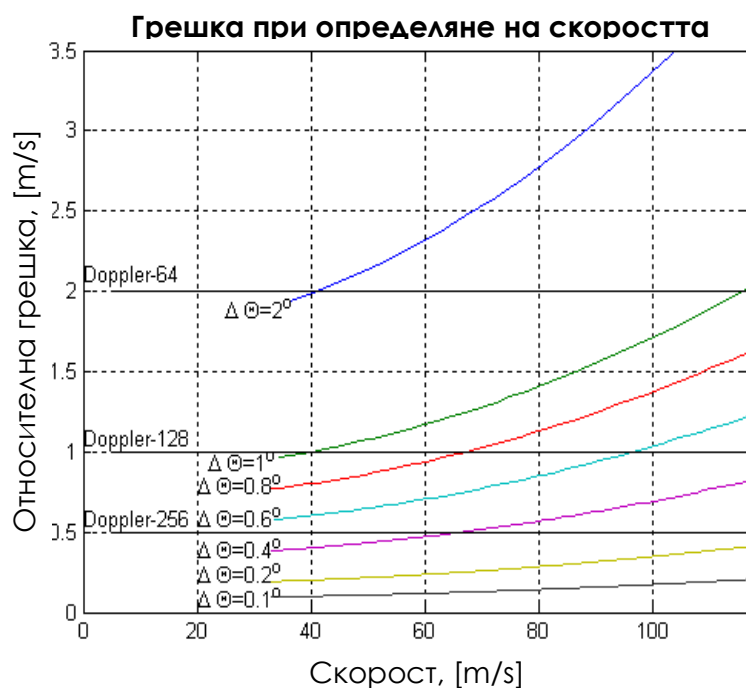
Таблица 4.3 *Оценки на точността и вероятността за правилно откриване и оценяване*

Грешките при определяне на скоростта на движеща се цел с Хох оценител са изчислени при следните параметри: брой на сканиранията $N_{SC} = 20$, размерност на клетката по разстояние $\delta R = 994.5$ [m], размерност на $(r-t)$ пространството 50×20 елемента, интервал на изменение на параметъра θ : $\theta_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 180^\circ$, решаващо правило в Хох параметричното пространство $T_M / N_{SC} = 7 / 20$.

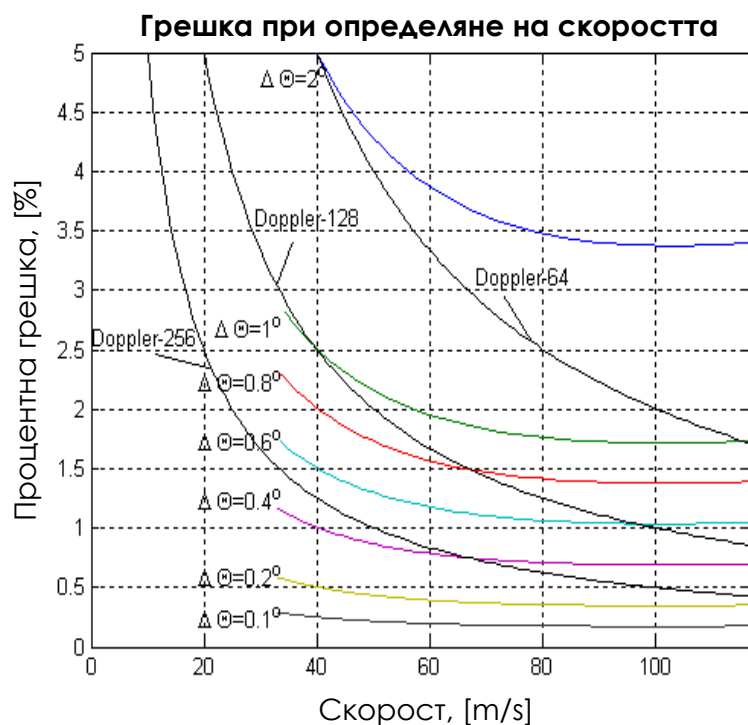
Грешките при определяне на скоростта са изчислени аналогично както при Доплеровия оценител за цел със скорост на движение от 100 [m/s]. Вероятността за правилно откриване в $(r-t)$ пространството е 0.9. Максималната относителна грешка на Хох оценителя зависи от дискретизацията на параметъра θ и от скаларния фактор $\delta R / t_{sc}$:

$$\Delta V_{Houghi} = (V_{i+1} - V_i) / 2 = \frac{\delta R}{2t_{sc}} (tg\theta_{i+1} - tg\theta_i), \quad V_i < V < V_{i+1}, \quad (4.22)$$

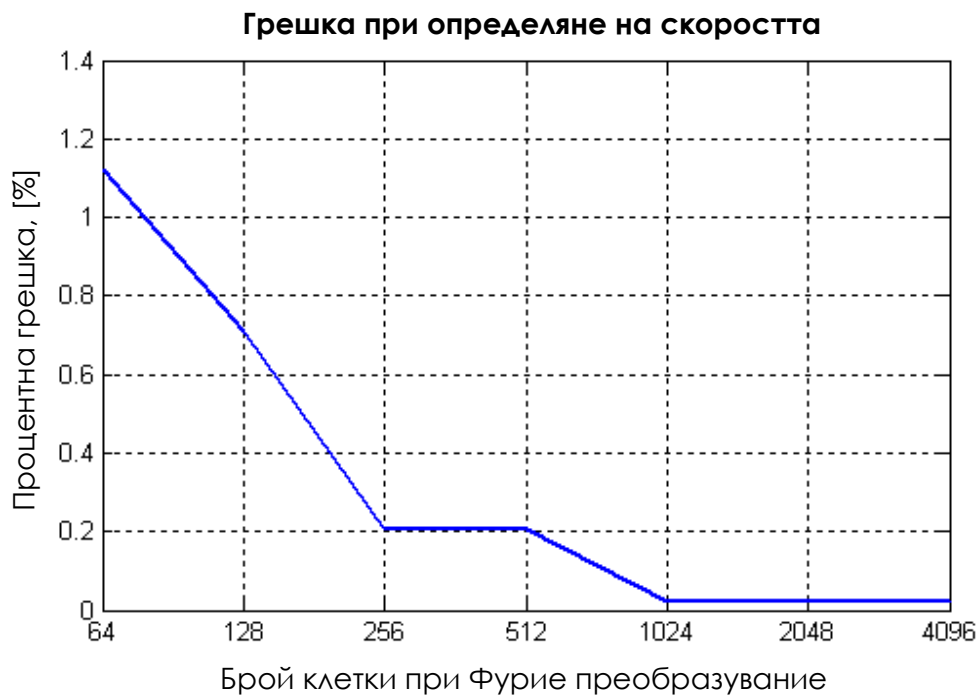
където $\theta_{i+1} = i\Delta\theta$, $\theta_i = (i-1)\Delta\theta$, $i = 1, 2, \dots, L$, $L = (\theta_2 - \theta_1) / \Delta\theta$.



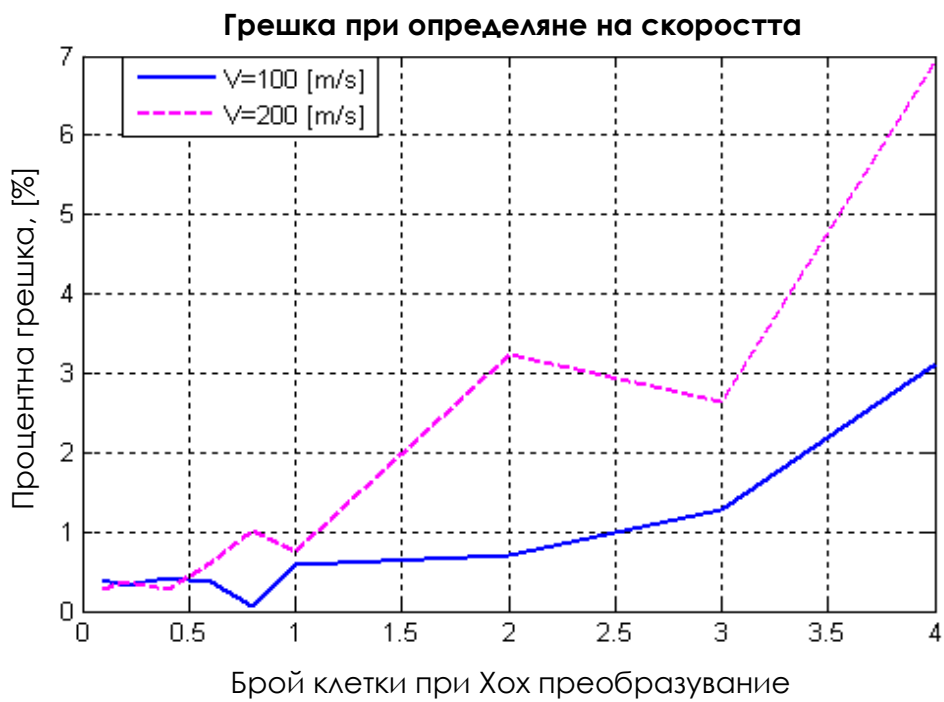
Фигура 4.13 Максимална относителна грешка при определянето на скоростта на целта



Фигура 4.14 Максимална процентна грешка при определянето на скоростта на целта



Фигура 4.15 Процентна грешка при определянето на скоростта
на целта за Доплеров оценител



Фигура 4.16 Процентна грешка при определянето на скоростта
на целта за Хох оценител

Аналитичните стойности получени за максималните грешки са представени на фигури 4.13 и 4.14, за няколко различни стойности на параметъра $\Delta\theta$. За да се илюстрира фактът, че грешките на оценката на скоростта се увеличават с нарастването на скоростта на движение на целта, те са определени и при скорост на движение от 200 [m/s]. Резултатите са представени на фигура 4.16.

Получените резултати показват, че повишаването на броя на каналите при Доплеровия оценител ($N_{FFT} > 256$) не води до повишаване на точността, защото в този случай вероятността за правилно откриване рязко спада. Също така е видно, че намаляването на стъпката на дискретизация в Хох параметричното пространство ($\Delta\theta < 1^\circ$), не води до повишаване на точността. Затова се налага да бъде извършван прецизен избор на параметъра $\Delta\theta$, така че да се гарантира необходимата точност в оценката на скоростта на движещата се цел. Видно е, че за дадени параметри на радарната система, Хох откривателят/оценителят има някои предимства спрямо Доплеровия оценител, защото позволява оценка на скорости извън диапазона на оценка на Доплеровия оценител (200 [m/s]).

4.4. ОЦЕНКА НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА РАЗГЛЕДАНИТЕ ТИПОВЕ ОЦЕНИТЕЛИ, РАБОТЕЩИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

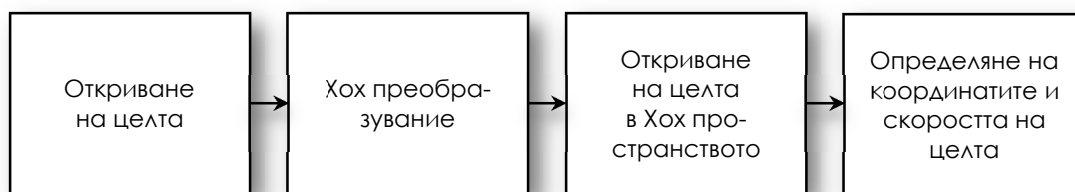
В този параграф са анализирани и сравнени два различни алгоритъма за оценка на скоростта на движеща се цел. Традиционните подходи за откриване и проследяване на движещи се цели обикновено прилагат многофазова стратегия, която се основава на тракери, ползващи Калманова филтрация. Разгледани са две техники за оценка на скоростта на движение, ползващи Хох трансформация в алгоритъма си за оценка на скоростта на движение на наблюдаваната цел. Експерименталните резултати са получени посредством провеждането на изчислителен анализ. Параметърът качество на изследваните алгоритми е оценен с помощта на Монте Карло симулационен анализ. Сравнителният анализ на двата алгоритъма за оценка на скоростта на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда е извършен въз основа на използването на едни и същи параметри на радара на наблюдение.

Алгоритъмът за съпровождане на движеща се цел и оценка на скоростта ѝ, прилагащ Калманова филтрация, е широко разпространен в практиката на радарните системи, извършващи съпровождане на наблюдаваните цели. Наличието на интензивен поток от импулсни смущения влошава драстично работата на системата и качеството на процесите откриване и проследяване. В този параграф се предлага една подобрена концепция, включваща процедури, които позволяват използването на предишни данни за наблюдаваните цели. Тъй като информацията се събира от голям брой интервали на наблюдение, оценката на параметрите на целта, включително положение и скорост, може да бъде получена по време на процеса на откриване.

Първият предложен алгоритъм включва проследяващ филтър, който отчита настъпилите измервания в положението на съпровожданата цел като функция на времето. Двучковата конвенционална процедура за съпровождане е последвана от прилагане на разширен Калманов филтър [23]. Опростен кинематичен модел на праволинейно движение с постоянна скорост е използван при филтрацията, като изходът на филтъра определя позицията и скоростта на наблюдаваната цел.

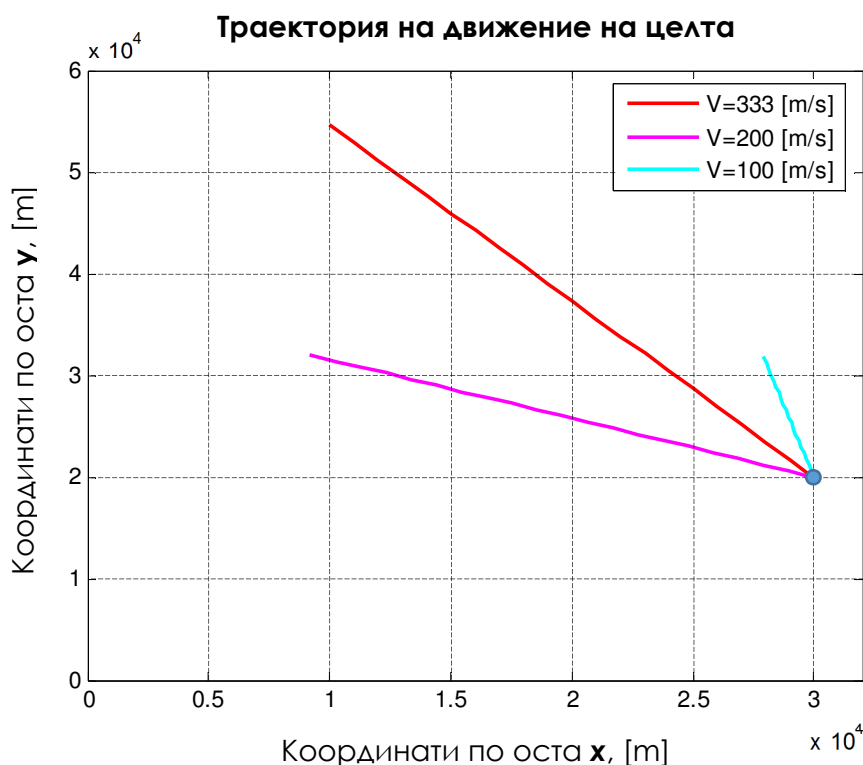
За целите на анализа, конвенционален съпровождащ алгоритъм, който инициализира и потвърждава наличие на траектория на движеща се цел, е реализиран в рамките на Хох откривател/оценител. Структурната схема на предложения алгоритъм е представена на фигура 4.17. Алгоритъмът включва следните няколко етапа:

1. Преобразуване на постъпващите от радарната система измервания на целта от координати „разстояние–азимут“ в координати на Хох параметричното пространство.
2. Откриване на целта, посредством прагова процедура.
3. Трансформиране на координатите на целта от Хох параметричното пространство в Декартови координати на целта.
4. Инициализиране на траектория и потвърждаване за наличието ѝ.



Фигура 4.17 Структурна схема на алгоритъм за съпровождане на движеща се цел с Хох трансформация

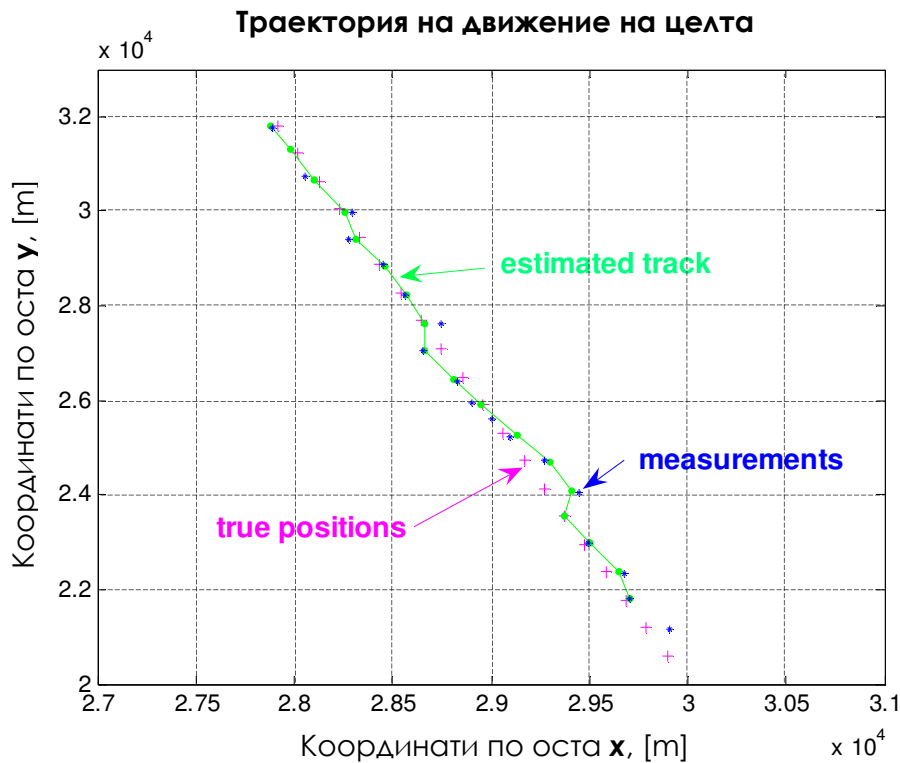
Постановката на сценария за движение на наблюдаваната цел в различни направления е показан на фигура 4.18.



Фигура 4.18 Сценарии за движение на наблюдаваната цел в (x-y) пространството

С цел да бъде анализирано качеството на работа на предложения Хох откривател и да бъде сравнено с предходни изследвания, се разглежда радарна система със следните параметри, участващи в симулационния анализ: период на сканиране $t_{sc} = 6$ [s], брой на сканиранията $N_{sc} = 20$, размерност на клетката по раз-

стояние $\delta R = 1000$ [m], интервал на изменение на параметъра θ : $\theta_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 180^\circ$, вероятност за правилно откриване в $(r-t)$ пространството $P_D = 0.9$, вероятност за фалшива тревога в $(r-t)$ пространството $P_{fa} = 10^{-4}$, решаващо правило в Хох параметричното пространство $T_M/N_{SC} = 7/20$, скорости на движение на целта $V_{target} = 100, 200, 333$ [m/s], брой на симулационните цикли 1000.



Фигура 4.19 Резултати от симулационния анализ на траекторията на наблюдаваната цел

Грешките от измерване са моделирани като Гаусови разпределени случайни величини с нулеви средни и стандартни отклонения по разстояние $\sigma_r = 100$ [m] и по азимут $\sigma_\beta = 0.15^\circ$. Избрана е стойност за дискретизация параметър на Хох параметричното пространство $\Delta\theta = 1^\circ$. Интервалът на дискретизация на другия параметър от Хох пространството $\Delta\rho$ е променлив в зависимост от разстоянието на радара до целта. Симулацията на траекторията на наблюдаваната цел е представена на фигура 4.19, за скорост на движение на целта от 100 [m/s].

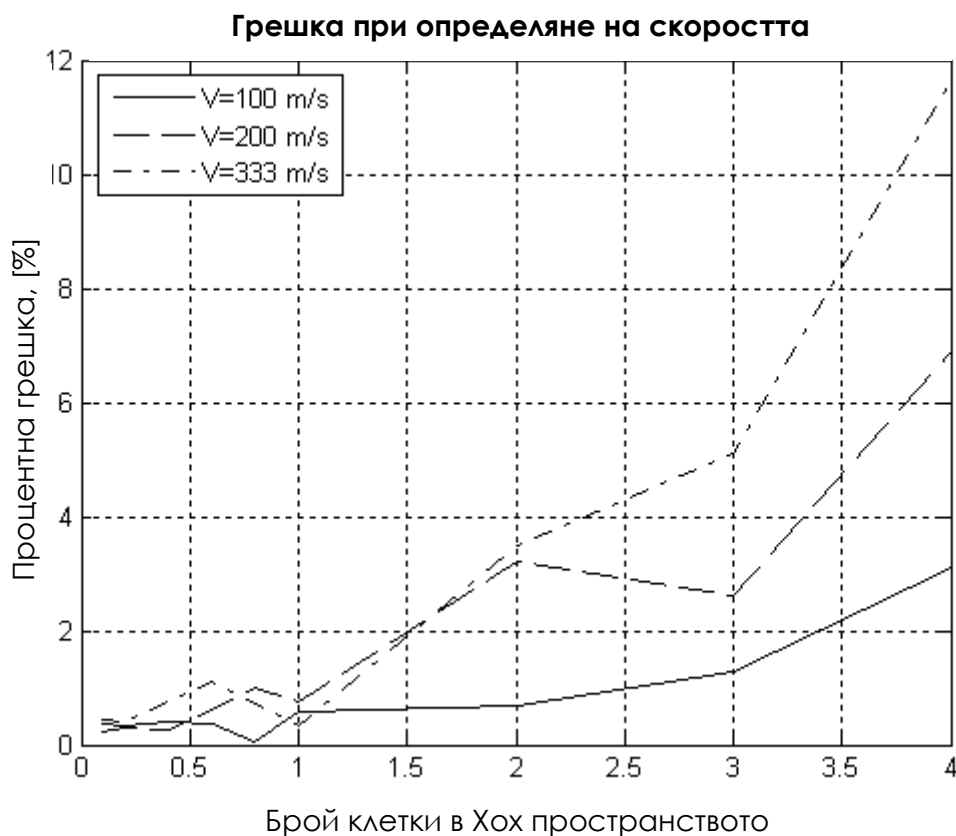
Според направения по-горе анализ, теоретичната точност, с която се измерва скоростта на движение на целта, може да се представи като:

$$\Delta V_i = (V_{i+1} - V_i) / 2 = \frac{\delta R}{2t_{sc}} (tg \theta_{i+1} - tg \theta_i), \quad V_i < V < V_{i+1}, \quad (4.23)$$

където $\theta_{i+1} = i\Delta\theta$, $\theta_i = (i-1)\Delta\theta$, $i = 1, 2, \dots, L$, $L = (\theta_2 - \theta_1) / \Delta\theta$.

Както бе отбелязано в предишния параграф, точността на оценката на скоростта на движеща се цел зависи главно от дискретизацията на параметъра θ и също така от стъпката на дискретизация на $(r-t)$ пространството. Това означава, че за дадени стойности на δR и t_{sc} интервалът на дискретизация $\Delta\theta$, трябва да бъде избран по начин, който да удовлетворява изискванията за точността, с която да се определя скоростта на движение на целта.

Процентната грешка на оценката на скоростта $\delta\hat{V} = |\Delta\hat{V}| / V \cdot 100\%$, изчислена за три стойности на скоростта на движение на целта като функция на интервала на дискретизация в Хох параметричното пространство $\Delta\theta$ е представена на фигура 4.20.



Фигура 4.20 Процентна грешка при оценката на три скорости на движение на целта за Хох оценител

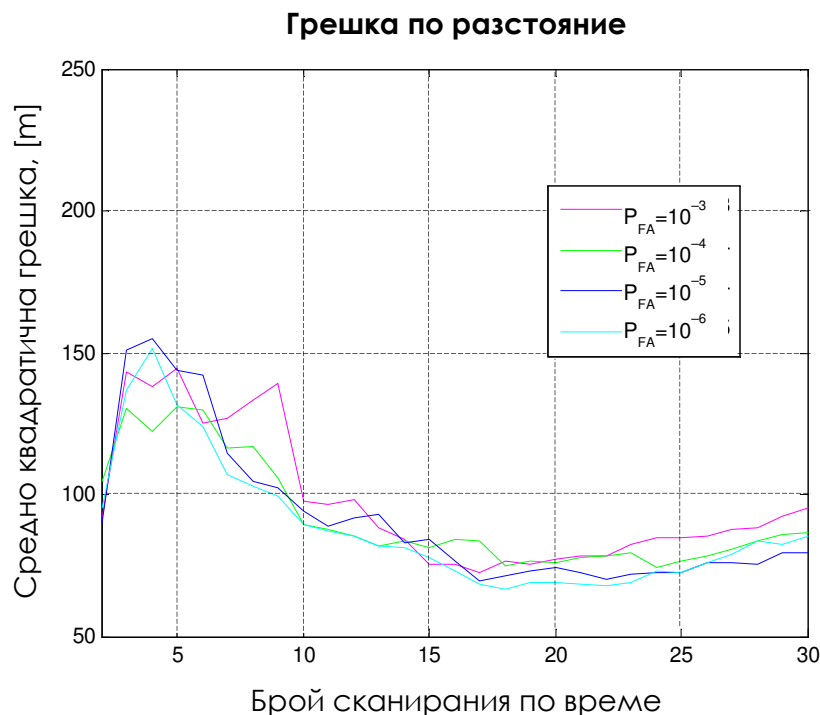
Средноквадратичните грешки, получени при определяне на координатите и скоростта на движеща се цел, са изчислени само за случаите, когато предложеният алгоритъм гарантира потвърдено съпровождане на наблюдаваната цел.

Средноквадратичната грешка при определянето на двете координати на целта в Декартовата координатна система се използва за оценка на близостта между определената траектория на движение на целта $\{\hat{x}_k, \hat{y}_k\}_{k=1}^{N_{sc}}$ и действителната такава $\{x_k, y_k\}_{k=1}^{N_{sc}}$, използвайки израза:

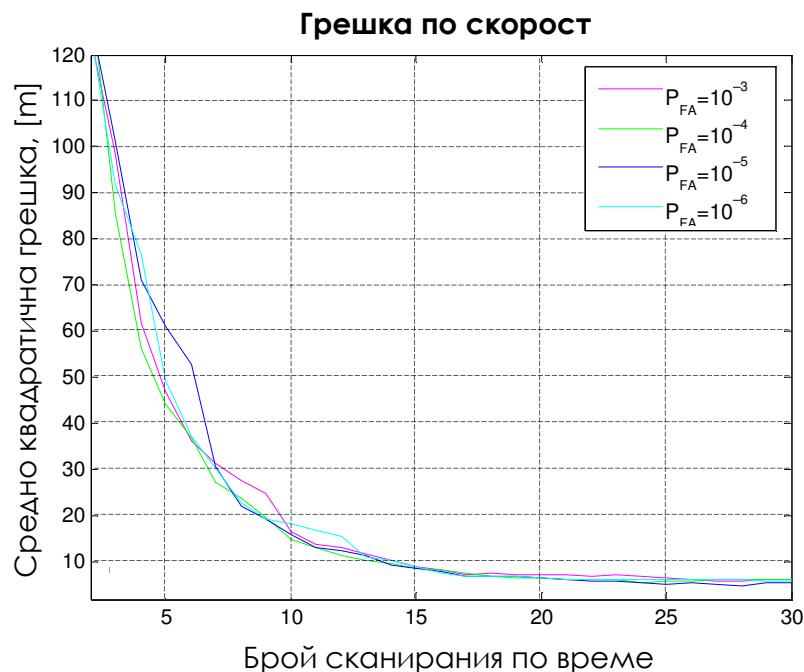
$$RMSE(k) = \sqrt{\frac{1}{N_{MC}} \sum_{m=1}^{N_{MC}} \left[(\hat{x}_k - x_k)^2 + (\hat{y}_k - y_k)^2 \right]}, \quad k=1, \dots, N_{sc}, \quad (4.24)$$

където k е броят на сканиранията, N_{MC} е броят на Монте Карло повторенията.

На фигура 4.21 и 4.22 са показани получените резултати за средноквадратичните грешки при определяне на координатите и скоростта на движение на наблюдаваната цел за различни стойности на вероятността за лъжлива тревога в условията на интензивна шумова среда.



Фигура 4.21 Средно квадратична грешка при определяне на координатите на движеща се цел, при стойност на вероятността $P_D = 0.9$



Фигура 4.22 Средно квадратична грешка при определяне на скоростта на движеща се цел, при стойност на вероятността $P_D = 0.9$

Представеното изследване в този параграф обогатява съществуващите техники за оценка на скоростта на движеща се цел и позволява успешното прилагане на математическата Хох трансформация на отразените от целта сигнали в алгоритмите за откриване и оценяване на параметрите на целта в условията на интензивна шумова среда.

4.5. ИНТЕРКРИТЕРИАЛЕН АНАЛИЗ НА ПРАГОВИТЕ КОНСТАНТИ НА РАЗГЛЕДАНИТЕ ТИПОВЕ ОТКРИВАТЕЛИ/ОЦЕНИТЕЛИ, РАБОТЕЩИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В този параграф са представени резултати от проведен анализ чрез прилагане на разработения подход за интеркритериално взимане на решения (ИКВР), известен също като интеркритериален анализ (ИКА), описанието на който е достъпно от [160]. Идеята му е да се създаде ново математическо средство за подпомагане вземането на решения в многокритериални оптимизационни задачи.

В основата на действието му е използването на масиви от данни, получени чрез измерването на много обекти по много критерии, като за всяка двойка критерии се изчисляват зависимостите между тях във вид на интуиционистки

размити двойки от стойности в интервала $[0, 1]$. Подходът отчита ефекта от неопределеността, като дава възможност за работа както с числа, така и с лингвистични променливи с въведена наредба. Предимство на Интеркритериалния анализ се изразява в приложението му при задачи, в които измерването по някои от критериите е по-бавно или по-скъпо, което на свой ред забавя или оскъпява целия процес на вземане на решения.

Подходът се основава на два математически формализма, които са оригинална разработка на екипа по проект с Фонд „Научни изследвания“ на тема „Интеркритериален анализ – Нов подход за вземане на решения“: апаратът на индексирани матрици [36] за обработка на масиви от данни с различни размерности, и интуиционистки размитите множества като математически инструмент за работа с неопределеността.

Разликата между размитите и интуиционистки размитите множества (ИРМ) е в наличието на втора функция $\nu_A(x)$, дефинираща непринадлежността на елемента x към множеството A , при условията:

$$0 \leq \mu_A(x) \leq 1, \quad 0 \leq \nu_A(x) \leq 1, \quad 0 \leq \mu_A(x) + \nu_A(x) \leq 1. \quad (4.25)$$

Самото ИРМ формално се означава по следния начин:

$$A = \{ \langle x, \mu_A(x), \nu_A(x) \rangle \mid x \in E \}. \quad (4.26)$$

Сравнението между елементите на произволни две ИРМ, например A и B , включва подвойковите сравнения между съответните им степени на принадлежност и непринадлежност към двете множества.

Второто понятие, с което борава предложеният метод, е понятието за индексирана матрица, т.е. матрица, която разполага с две индексни множества по редове и стълбове. Тук е представена индексираната матрица M с едно индексно множество $\{C_1, \dots, C_m\}$ за m на брой реда и второ индексно множество $\{O_1, \dots, O_n\}$ за n на брой стълба:

$$M = \begin{array}{c|cccccc} & O_1 & \dots & O_k & \dots & O_l & \dots & O_n \\ \hline C_1 & a_{C_1, O_1} & \dots & a_{C_1, O_k} & \dots & a_{C_1, O_l} & \dots & a_{C_1, O_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_i & a_{C_i, O_1} & \dots & a_{C_i, O_k} & \dots & a_{C_i, O_l} & \dots & a_{C_i, O_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_j & a_{C_j, O_1} & \dots & a_{C_j, O_k} & \dots & a_{C_j, O_l} & \dots & a_{C_j, O_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_m & a_{C_m, O_1} & \dots & a_{C_m, O_j} & \dots & a_{C_m, O_l} & \dots & a_{C_m, O_n} \end{array},$$

където за всеки p, q ($1 \leq p \leq m, 1 \leq q \leq n$), C_p е критерий, O_q е оценяван (измерван) по критериите обект, $a_{C_p O_q}$ е оценката (измерването) q -тия обект по p -тия критерий, и тази оценка се дефинира като реално число или друг обект, сравним с всички останали елементи от индексирания матрица M , така че за всеки три естествени числа i, j, k е в сила релацията $R(a_{C_k O_i}, a_{C_k O_j})$. Релацията R има дуална $\bar{R}$, която е вярна в случаите когато релацията R е грешна, или обратно.

За нуждите на разглеждания подход за вземане на решение, подвойковите сравнения между всеки два различни критерия се правят обхождайки всички обекти, оценявани с тях. По време на сравняването се поддържа един брояч за броя на случаите, когато релацията R е в сила, и втори – съответно за дуалната релация.

Нека $S_{k,l}^{\mu}$ е броят на случаите, в които релациите $R(a_{C_k O_i}, a_{C_k O_j})$ и $R(a_{C_l O_i}, a_{C_l O_j})$ са едновременно изпълнени. Нека още $S_{k,l}^{\nu}$ е броят на случаите, в които са изпълнени релациите $R(a_{C_k O_i}, a_{C_k O_j})$ и дуалните им $\bar{R}(a_{C_l O_i}, a_{C_l O_j})$. Като общ брой на подвойковите сравнения между обектите вземаме числото $n(n-1)/2$. Вижда се, че са в сила неравенствата:

$$0 \leq S_{k,l}^{\mu} + S_{k,l}^{\nu} \leq \frac{n(n-1)}{2}. \quad (4.27)$$

За всеки k, l , такива че $1 \leq k \leq l \leq m$, и за $n \geq 2$, се пресмятат две числа:

$$\mu_{C_k, C_l} = 2 \frac{S_{k,l}^{\mu}}{n(n-1)}, \quad \nu_{C_k, C_l} = 2 \frac{S_{k,l}^{\nu}}{n(n-1)}. \quad (4.28)$$

Двойката, получена от тези две числа за всяка двойка критерии k, l , играе ролята на интуиционистки размитата оценка на отношението, установено по този метод за всеки два критерия C_k и C_l . По този начин индексирания матрица M , която свързва оценяваните обекти с оценяващите критерии, може да бъде трансформирана до втора индексирана матрица M^* , задаваща отношенията между критериите:

$$M^* = \begin{array}{c|ccc} & C_1 & \dots & C_m \\ \hline C_1 & \langle \mu_{C_1, C_1}, \nu_{C_1, C_1} \rangle & \dots & \langle \mu_{C_1, C_m}, \nu_{C_1, C_m} \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_m & \langle \mu_{C_m, C_1}, \nu_{C_m, C_1} \rangle & \dots & \langle \mu_{C_m, C_m}, \nu_{C_m, C_m} \rangle \end{array}.$$

Оттук идва и името „интеркритериален анализ“, тъй като в резултат подходът води до откриване на отношения в рамките на множеството от критерии.

Последната стъпка от алгоритъма е да се определят степените на отношение (корелация) между критериите, в зависимост от избора на потребителя на прагови стойности, спрямо които да сравнява принадлежността и непринадлежността в интуиционистки размитите двойки. Тези отношения между критериите се наричат „положителен консонанс“, „отрицателен консонанс“ и „дисонанс“.

Нека са дадени две числа $\alpha, \beta \in [0; 1]$, такива че $\alpha > \beta$, $\alpha + \beta \leq 1$. Казваме, че критериите C_k и C_l се намират в:

- (α, β) -положителен консонанс, ако $\mu_{C_k, C_l} > \alpha$ и $\nu_{C_k, C_l} < \beta$;
- (α, β) -отрицателен консонанс, ако $\mu_{C_k, C_l} < \beta$ и $\nu_{C_k, C_l} > \alpha$;
- (α, β) -дисонанс, в противен случай.

Очевидно, при по-високи прагови стойности α и/или по-ниски прагови стойности β , по-малък брой критерии могат едновременно да бъдат свързани в релация на (α, β) -положителен консонанс. За практически нужди, най-много информация се съдържа в случаите когато или положителният, или отрицателният консонанс са възможно най-високи, докато случаите на дисонанс са слабо информативни и не водят до вземане на решение.

Текущата оценка на нивото на смущението в обучаващия прозорец на ПЧЛТ откривателя формира стойността на прага на откриване. Това е ефективно прилагана техника за откриване на целта на фона на интензивен поток от импулсни смущения с неизвестна мощност. В настоящия параграф са подложени на анализ различни структури на ПЧЛТ откриватели с цел да бъде избрана най-ефективната от тях, в условията на утежнена шумова среда. Постановката на експеримента предполага наличие на случайно появяващи се импулсни смущения, както в обучаващата така и тестваната извадка, което драстично влошава качеството на работата на ПЧЛТ откривателя. Смущенията са нестационарни и нехомогенни и имат преднамерен произход или са в резултат от действието на съседни радарни и комуникационни системи. В настоящото изследване се разглежда граничния случай, когато законът за разпределение на импулсните смущения се променя от Поасонов в биномен. Прието е също, че амплитудата на смущенията е с Релеево разпределение и мощността на шума е с експоненциално разпределение.

Използвайки резултатите, представени в предходните глави на настоящия дисертационен труд за стойностите на праговите константи за различните структури на ПЧЛТ откривателите, в настоящото изследване е приложен Интеркритериален анализ за определяне на влиянието на различни фактори върху процеса на откриване като средната мощност на смущението, стойността на адаптивния праг на откриване, обема на обучаващата извадка и средната стойност на отношението „смущение/шум“.

Праговият анализ на ПЧЛТ откривателите е проведен за три стойности на вероятността за фалшива тревога ($P_{FA} = 10^{-4}, 10^{-6}, 10^{-8}$), за две стойности на размера на обучаващия прозорец ($N = 16, 32$ и $L = 16, 32$), за две стойности на отношението „смущение/шум“ ($INR = 10, 30$ [dB]) и за пет стойности на вероятността за поява на импулсни смущения ($e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$). Получените резултати са представени в таблица 4.4.

	$N = 16$ $INR = 10$ [dB]	$N = 32$ $INR = 30$ [dB]	$N = 16$ $INR = 10$ [dB]	$N = 32$ $INR = 30$ [dB]	$L = 16$ $INR = 10$ [dB] $INR = 30$ [dB]	$L = 32$ $INR = 10$ [dB] $INR = 30$ [dB]
$N = 16$ $INR = 10$ [dB]	1.00	0.98	0.94	0.91	0.87	0.86
$N = 32$ $INR = 30$ [dB]	0.98	1.00	0.96	0.93	0.85	0.84
$N = 16$ $INR = 10$ [dB]	0.94	0.96	1.00	0.97	0.81	0.80
$N = 32$ $INR = 30$ [dB]	0.91	0.93	0.97	1.00	0.78	0.77
$L = 16$ $INR = 10$ [dB] $INR = 30$ [dB]	0.87	0.85	0.81	0.78	1.00	0.99
$L = 32$ $INR = 10$ [dB] $INR = 30$ [dB]	0.86	0.84	0.80	0.77	0.99	1.00

Таблица 4.4 Резултати от анализа на праговите константи

В настоящото изследване са използвани резултатите от проведения подробен анализ на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор, които са

представени в статии [9*, 13*]. Поведението му е изследвано при различни стойности на праговете константи за различни вероятности за поява на импулсните смущения в Хох параметричното пространство. Експерименталните резултати са получени при следните входни параметри: средна мощност на смущението $\lambda_0 = 1$; средна стойност на отношението „смущение/шум“ $INR = 30$ [dB]; вероятност за поява на импулсни смущения в клетките на разрешение по разстояние от 0.1 до 0.9; обем на обучаващата извадка $N = 16$; обем на тестващата извадка $L = 16$; стойност на вероятността за фалшива тревога $P_{FA} = 10^{-4}$; праг на цензуриращата процедура $B_E = 2$; брой на сканиранията $N_{SC} = 20$; оптимална стойност на прага в Хох параметричното пространство $T_M = 7$, $T_M = 13$ и бинарно решаващо правило $M/L = 10/16$, $M/L = 16/16$. В таблица 4.5 са представени получените резултати от проведения анализ за средния праг на откриване (ADT) на Хох откривател с двумерен цензуриращ ПЧЛТ процесор за две стойности на прага в Хох параметричното пространство.

	T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 7/20$ $M/L=10/16$	ADT_1	T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 7/20$ $M/L=16/16$	ADT_2	T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 13/20$ $M/L=10/16$	ADT_3	T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 13/20$ $M/L=16/16$	ADT_4
T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 7/20$ $M/L=10/16$	1.0000	0.9722	0.9722	0.9722	1.0000	0.9722	0.9167	0.9722
ADT_1	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9167	1.0000
T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 7/20$ $M/L=16/16$	0.9722	0.9722	1.0000	0.9722	0.9722	0.9722	0.9444	0.9722
ADT_2	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9167	1.0000
T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 13/20$ $M/L=10/16$	1.0000	0.9722	0.9722	0.9722	1.0000	0.9722	0.9167	0.9722
ADT_3	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9167	1.0000
T_{EXCBI} $T_{M_{opt}} = 13/20$ $M/L=16/16$	0.9167	0.9167	0.9444	0.9167	0.9167	0.9167	1.0000	0.9167
ADT_4	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9722	1.0000	0.9167	1.0000

Таблица 4.5 Резултати от анализа на средните прагове на откриване

Получените резултати показват ясно изразена зависимост между обема на тестващата извадка, прага на откриване и вероятността за поява на импулсните смущения. Този резултат потвърждава хипотезата, че прилагането на цензуриращи техники в алгоритъма за откриване повишава ефективността на процеса на откриване в интензивна шумова среда.

Резултатите, получени от проведения интеркритериален анализ, потвърждават известната максима, че ПЧЛТ откривателят се доближава по ефективност до оптималния откривател на Neyman–Pearson, когато обемът на обучаващата извадка е достатъчно голям [35*].

4.6. ИЗВОДИ ПО ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

1. Представен е подход за оценка на скоростта на движеща се цел в условията на интензивно действащи импулсни смущения. Показано е, че прилагането на математическа трансформация (Хох трансформация) на приетия от целта сигнал подобрява работата на оценителя на скоростта $\dot{y}$. За целите на анализа на предложения подход е проведен Монте Карло симулационен анализ. Получените числени резултати показват строга зависимост от параметрите на дискретизация върху точността на определяне на скоростта на наблюдаваната цел. Показано е също така, че за дискретизацията на двете пространства ($(r-t)$ пространството и Хох параметричното пространство), трябва да бъде използвана оптимизационна процедура, която да осигури удовлетворяване на изискванията на двата качествени параметъра – вероятността за правилно откриване на траекторията на целта и точността на оценката на скоростта на целта.

2. Проведен е анализ на получените резултати от два метода за оценка на скоростта на движеща се цел – Доплеров оценител и Хох оценител на скоростта, които показват близки резултати за оценката на точността им. Отново се налага изводът за прецизност при избора на параметъра N_{FFT} , за Доплеровия оценител и на параметъра $\Delta\theta$, за Хох оценител на скорост, с цел постигане на желаната точност при определяне на оценката на скоростта на наблюдаваната цел. Отчетено е известно предимство при работата на Хох откривателя/оценителя за цели, които се

движат със по-висока скорост, попадаща извън разрешението по скорост на радарната система.

3. Предложена е структура на двуетапен алгоритъм, с цел да се намали изчислителната тежест при реализацията на Хох откривателя/оценител. На първия етап се извършва груба дискретизация на параметричното пространство, а на втория се прави прецизна дискретизация. Получените резултати показват подобряване на показателите за точност на предложения подход.

4. Представена е концепция за съвместно използване на Калманова филтрация и Хох трансформация, при оценка на скоростта на движеща се цел. Така предложеният подход се основава на съвременната концепция *Track-Before-Detect*, при която се извършва едновременно откриване на целта и на траекторията ѝ. Разглежда се възможността да бъде оценена и скоростта на целта. Получените резултати показват, че така предложеният подход има редица предимства пред използваните традиционни подходи и може успешно да бъде прилаган в съвременните радарни и комуникационни системи.

5. Приложен е интеркритериален анализ за определяне на важността на критериите при избора на праговите константи на различни типове Хох откриватели/оценители, работещи в условията на интензивна шумова среда. Получените резултати показват ясно изразена зависимост между обема на тестващата извадка, прага на откриване и вероятността за поява на импулсните смущения. Този резултат потвърждава хипотезата, че прилагането на цензуриращи техники в алгоритъма за откриване повишава ефективността на процеса на откриване в интензивна шумова среда. Резултатите получени от проведения интеркритериален анализ потвърждават известната максима, че ПЧЛТ откривателят се доближава по ефективност до оптималния откривател на Neyman–Pearson, когато обемът на обучаващата извадка е достатъчно голям.

ПЕТА ГЛАВА

ОТКРИВАНЕ И ОЦЕНЯВАНЕ НА КООРДИНАТИТЕ НА ЦЕЛИ В МРЕЖА ОТ РАДИОЛОКАЦИОННИ СЕНЗОРИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

Настоящата глава от дисертационния труд е посветена на откриването на сигнали и траектории на подвижни цели в многосензорни системи в условията на интензивни смущения, което е една много актуална задача, намираща приложение в различни области на радарните и комуникационните системи. Многосензорната обработка се налага напоследък от практиката, тъй като тя по естествен път увеличава полезната информация, както от различните видове сензори, така и от различното им пространствено разположение, чрез съвместната обработка на приетите сигнали в общ център, и по този начин намалява влиянието на пречещите смущения. Особено актуална е тази задача в съвременните комуникационни и радарни мрежи. Използване на подходите на многосензорната обработка на сигнали, допълнително ще увеличи работоспособността на сензорните (комуникационни или радарни) мрежи, дори и при липса на пряк сигнал и интензивни отражения на полезния сигнал в градски условия (т.нар. мултипат).

В радиолокацията задачата за откриване и оценяване на параметрите на сигнала (т.е. оценяването на пространствените му координати) е една от фундаменталните задачи, която е много добре развита, но и продължава да се усъвършенства. Тя е решена при различна статистическа неопределеност на параметрите на сигнала и смущенията, т.е. при различни видове сигнали и смущения.

Един от новите подходи за борба със смущенията с различна пространствена ориентация и същност е прилагането на подхода за многосензорна радарна обработка в различни видове мрежи комуникационни и радарни. В последните години

се наблюдава значителен скок в приложението на този подход в комуникационните мрежи, което се дължи и на нарастващата популярност на многосензорната обработка в *Multiple Input Multiple Output (MIMO)* системите. Спокойно може да се каже, че започва нова ера в синтеза и анализа на алгоритмите в многосензорните системи от позициите на комуникационните приложения. Това естествено разбуди много духове от радарното направление, което твърди, че това не са нови принципи, т.е. те са известни отдавна в многопозиционната радиолокация, а са нови само приложенията им. Доказателство за големия интерес от развиването на тази тематика са множеството публикации в тази научна област.

Многосензорните системи позволяват да се определят текущите координати и скоростта на въздушните и надземните подвижни обекти. Точността, с която се определят координатите и скоростта, зависи от много фактори. Грешките, предизвикани от смущенията на входа на приемника са едни от най-големите грешки, който се генерират в процеса на откриване.

В настоящата глава са предложени алгоритми за обединяване на данни в многосензорни радарни системи, използващи Хох трансформация. Резултатите са нови и се явяват доразвитие на теорията за съвместното откриване на цел и траекторията ѝ в условията на интензивен поток от импулсни смущения. Получени са различни структури на многосензорни Хох откриватели и техните вероятностни характеристики в условията на интензивна шумова среда.

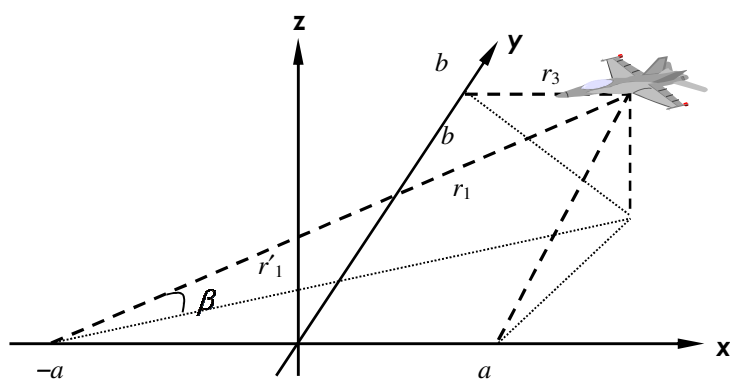
Изследвано е и едно конвенционално решение на задачата за определяне на координатите на въздушни и наземни цели чрез геометричния многопозиционен подход на Caspers, измерващ само дистанцията до целта, като се отчитат ограниченията, произтичащи от енергетичния потенциал на сензора, от съвместното откриване и оценка на информационните параметри на сигнала в мрежа от сензори [53]. Оценени са потенциалните характеристики на двата подхода за измерване на координатите на цел – трилатериалния подход на Caspers [53] и интерференционния подход на Chen [54]. Моделирани са нови алгоритми за съвместно откриване и измерване на параметрите на целта в комуникационни и радиолокационни мрежи, резултатите от които са публикувани в [19*, 22*, 23*, 24*, 26*, 31*].

5.1. КОНВЕНЦИОНАЛНИ МНОГОСЕНЗОРНИ ПОДХОДИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КООРДИНАТИТЕ НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В този параграф за целите на анализа са сравнени два конвенционални многосензорни подхода за определяне на височината на движеща се цел. Първият подход използва класически тримерен метод, описан от Caspers в [53]. При него височината се определя с помощта на три независими измервания на височината на целта. Вторият подход е интерферентен на многолъчево разпространение, описан от Chen [54]. Сравнителният анализ е проведен при еднакви условия на експеримента и със средствата на Монте Карло симулационния анализ.

Работната хипотеза се основава на твърдението, че ако използваме три антени (или триканална моноимпулсна система, Chen), разположени в една равнина, то би могло да се извърши сравнение на двата метода, както се отчетат и грешките породени от релефа на терена.

На фигура 5.1 е представена графично обобщена трисензорна многопозиционна система, основана на триангулационния (ъглов) метод на Caspers, за определяне на пространствените координати на движеща се цел.



Фигура 5.1 Триангулационен метод на Caspers

Този метод е приложим за мрежа от радары, работещи в кооперативен или автономен режим. При работа с приемни сигнали, когато всеки сензор може да измери разстоянието до целта или сумарното разстояние (при кооперативен прием), използването на този метод води до съществено увеличаване на грешката при

определяне на местоположението на целта. Минималният брой станции за определяне на трите координати на целта са два. Основните координатни съотношения могат да се получат в Декартова система, която е свързана условно с центъра на многопозиционната сензорна система.

Грешките при определянето на координатите на движеща се цел са представени със следващите изрази:

$$P_x = \frac{G(r_1, \sigma)^2 - G(r_2, \sigma)^2}{4a},$$

$$P_y = \frac{G(r_1, \sigma)^2 + G(r_2, \sigma)^2 - 2G(r_3, \sigma)^2 + 2(b^2 - a^2)}{4b}, \quad (5.1)$$

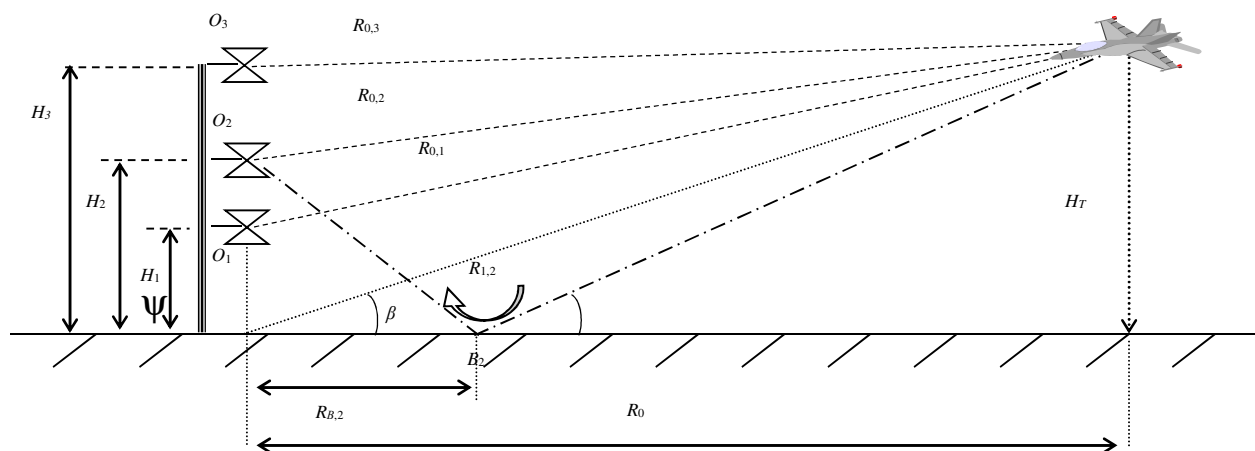
$$P_z = \pm \sqrt{G(r_1, \sigma)^2 - (x + a)^2 - y^2},$$

където $G_i(r_i, \sigma)$, $i = 1, 2, 3$ е Гаусовото разпределение на грешката със средна стойност r_i и стандартно средно квадратично отклонение σ , $P_{x,y,z,\beta}$ е независимото случайно разпределение на координатите и височината на движеща се цел.

Изразът за определяне на височината на движеща се цел е:

$$P_\beta = \arcsin \frac{P_z}{G(r_1, \sigma)}. \quad (5.2)$$

На фигура 5.2 е представена принципната схема на моноимпулсна радарна система от три антени разположени една над друга и наклонена земна повърхност.



Фигура 5.2 Моноимпулсен метод на Chen

Монте Карло симулационен анализ е проведен за оценка на грешката при тази схема на определяне на височината на целта, посредством следния израз:

$$U_i(\beta) = (G_{i,j}(1, A)) \exp(jG_{i,j}(0, \varphi)) \left[\exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R_{0,i}\right) + \Gamma \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R_{1,i}\right) \right] + n_i(t), \quad (5.3)$$

$$i = 1, 2, 3, j = 2, 3, j > i,$$

където $(G_{i,j}(1, A))$ и $\exp(jG_{i,j}(0, \varphi))$ са несъответствията между амплитудите и фазите, с независимо Гаусово разпределение, $n_i(t)$ е статистически независим бял Гаусов шум в трите канала.

Това разпределение има средна стойност единица за амплитудите и нула за фазите. Стандартното отклонение и на двете разпределения отчита несъответствието на амплитудите и фазите. Отражението от земната повърхност се описва с изказа:

$$\Gamma = \exp\left(-2k^2 G(0, \overline{h^2}) \sin^2 \psi\right) I_0\left(2k^2 G(0, \overline{h^2}) \sin^2 \psi\right), \quad (5.4)$$

където ψ е ъгъл на падане, показан на фигура 5.2, $\overline{h^2} = \sigma_h^2$ е средно отклонение по височина на неравностите, $k = 2\pi/\lambda$ е коефициент – функция на дължината на вълната, $G(0, \overline{h^2})$ е средна стойност на височината на земния релеф.

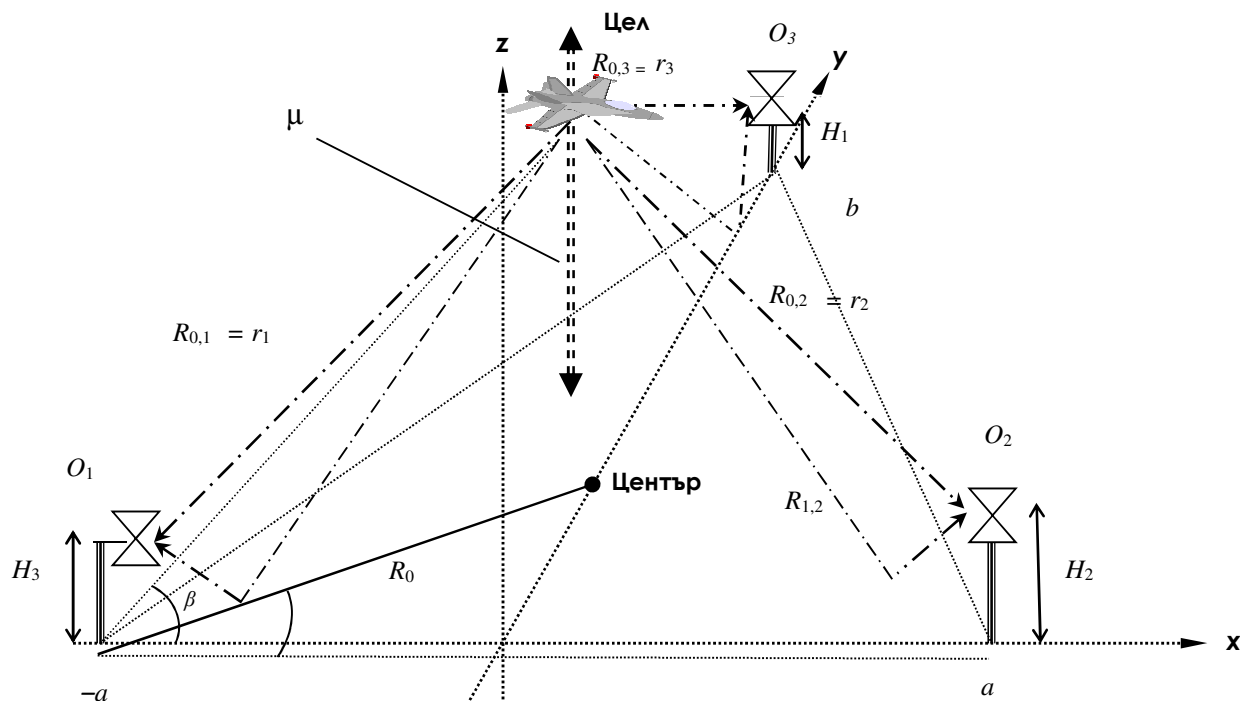
Хипотезата, върху която се извършва сравнението на двата метода, се основа на допускането, че система на Chen е конфигурирана в системата на Caspers с цел постигане на по-точно сравнение. Това предполага еднакво разстояние до целта за всеки сензор на Caspers, затова сензорите трябва да оформят равностраничен триъгълник. Ако целта се движи по линейна траектория, минаваща през центъра на триъгълника, тогава разстоянията до сензорите остават еднакви. В този случай се извършва сравнение на методите за еднакви параметри на отразения от целта сигнал. Според последващото опростено геометрично уравнение, намаляването на точността в метода на Chen може да се разглежда като потенциална точност в метода на Caspers, за всяка оценка на височината на целта:

$$P_{R_{0,1}} = \frac{R_0}{\cos P_\beta}, \quad (5.5)$$

където $P_{R_{0,1}}$ е вероятността на разпределение на разстоянието на проекцията на целта ($R_{0,1}$) и P_β е вероятността на разпределение изчислената грешка при определяне на височина, чрез метода на Chen.

По този начин могат да се сравнят двата метода в условията на допускане на

еднакви грешки в измерването на височината на движеща се цел. На фигура 5.3 е представена обобщената схема на проведения сравнителен анализ.

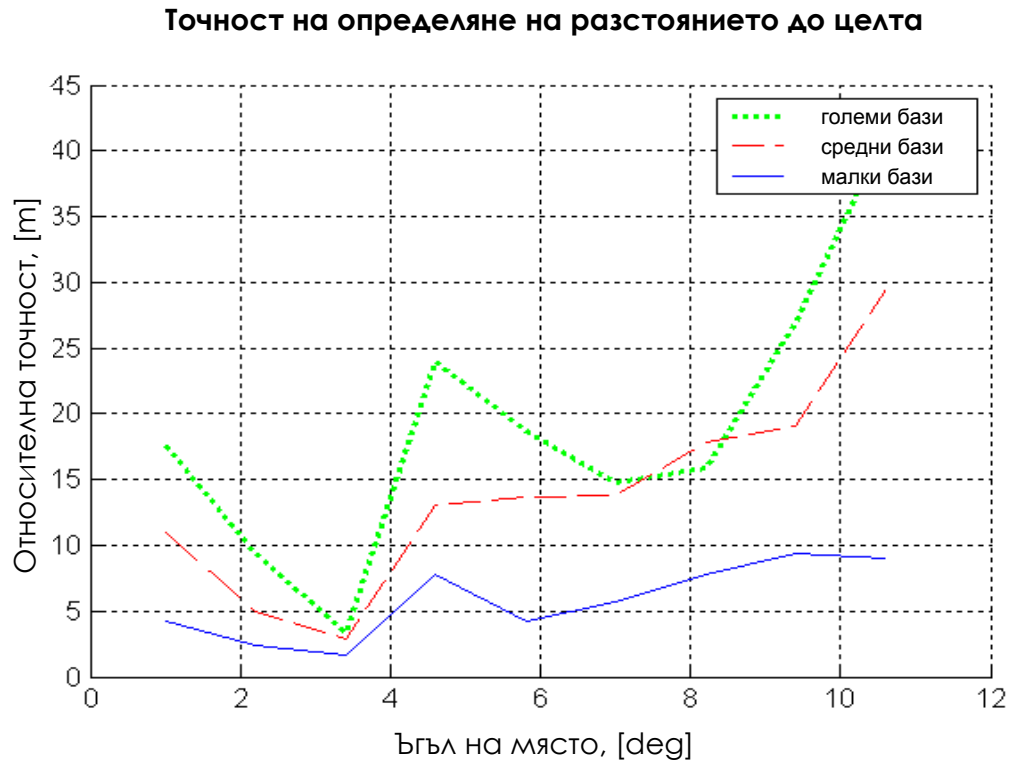


Фигура 5.3 Обобщена схема за определяне на височина на движеща се цел

Проведен е Монте Карло симулационен анализ, като е прието, че мощността на радарните системи позволява откриването на целта. Отделните радарни сензори са разположени на върховете на равноностранен триъгълник. Отстоянията до целта и при двата метода се поддържат еднакви ($R_{0,1} = r_1$, $R_{0,2} = r_2$, $R_{0,3} = r_3$). Следователно, пространството на еквивалентност, където и двата метода са сравними при еднакви условия, е линия (μ -line), минаваща през центъра на равноностранен триъгълник.

В модела на симулационната система са използвани следните ограничения: за малките бази $a = 25$ [km], $b = 43.3$ [km], проекция на разстоянието до целта $R_0 = 28.8$ [km]; за средните бази $a = 50$ [km], $b = 86.6$ [km], проекция на разстоянието до целта $R_0 = 57.4$ [km]; за големите бази $a = 75$ [km], $b = 129.9$ [km], проекция на разстоянието до целта $R_0 = 86.6$ [km]. Другите параметри, които са използвани при симулацията, са: брой повторения – 100, стойност отношението „сигнал/шум“ – 22 [dB], средна стойност на грапавината на земната повърхност – 0,2 [m], средна стойност на несъответствието на фази и амплитуди – 4 %.

На фигура 5.4 са представени получените резултати за грешките в измерването на височина на движеща се цел в интензивна шумова среда, посредством метода на Chen.



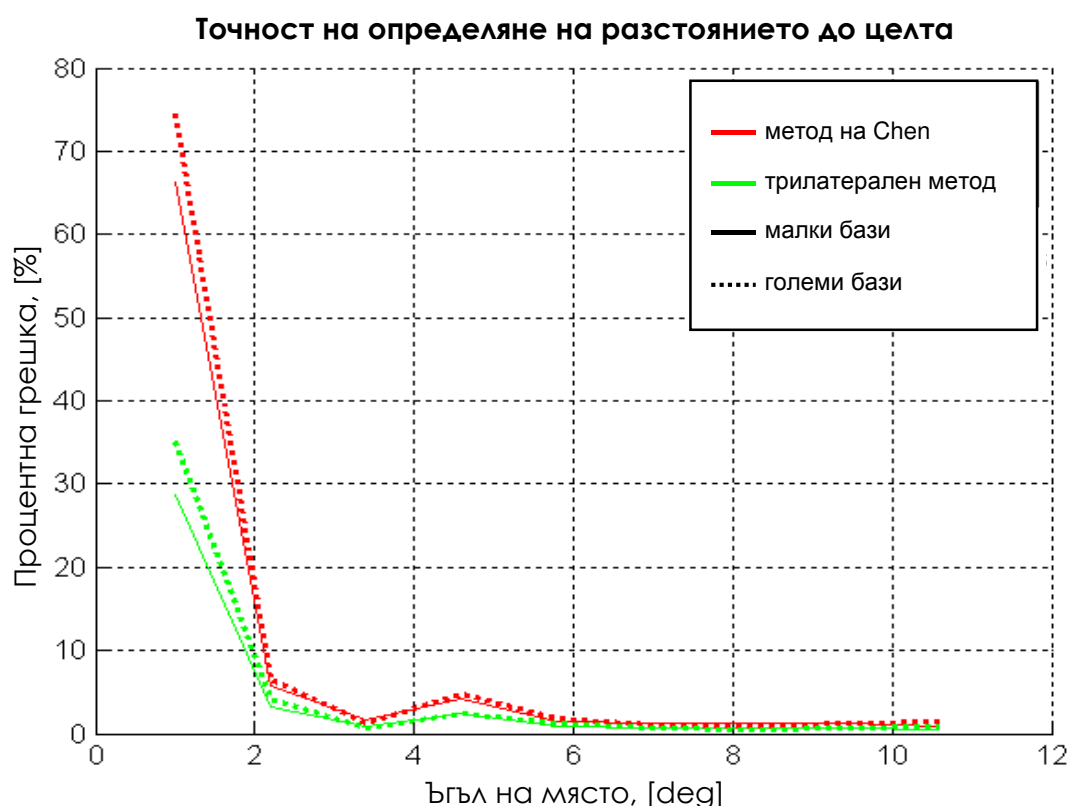
Фигура 5.4 Грешки в измерването на височина по метода на Chen

При метода на Caspers се допуска, че всички измервания на радарните сензори са с еднакви грешки $G(r_1, \sigma) = G(r_3, \sigma) = G(r_2, \sigma)$. Потенциалната грешка в измерването намалява, когато радарната база или респективно разстоянието до целта намалява.

На фигура 5.5 са представени получените резултати за грешките на измерване на височината на движеща се цел с прилагането и на двата метода като функция на височината. Сравнението на методите е направено при аналогични условия на експлоатация, т.е. при поставяне на радарните сензори в идентични геометрични положения и при допускане на възможност за оценка на височината с еднаква точност.

Получените резултати показват близки стойности на грешките в измерване на височината на движеща се цел и при двата метода. Забелязва се леко предимство

в методиката на Caspers, дължащо се на независимостта на грешката от размера на радарните бази.



**Фигура 5.5 Сравнителен анализ на грешките в измерването
на височина на движеща се цел**

5.2. ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ПРИЕТИТЕ СИГНАЛИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КООРДИНАТИТЕ НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

5.2.1. ПОЛЯРНА ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ПРИЕТИТЕ СИГНАЛИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КООРДИНАТИТЕ НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В настоящия дисертационен труд до момента бяха дефинирани различни приложения на Хох трансформацията в задачата за едновременно откриване на движещи се цели и на траекториите им, както и на параметрите на движението им. Както беше показано, Хох трансформацията се използва предимно за откриване на

траектории на бързо движещи се цели и се допускаше, че движението се извършва в един азимутен ъгъл на радара с постоянна скорост. При промяна на тези ограничения, в $(r-t)$ пространството е възможно да не се получи права линия и това да доведе до ограничение на прилагането на стандартната Хох трансформацията. В [11] се предлага обзорното пространство да се разглежда като Декартова координатна система и тогава е възможно прилагане на Хох трансформацията и в случаите на промяна на скоростта на движение и при пресичане на няколко азимута. В [10] е предложено за нуждите на радарните системи да се използва полярна Хох трансформация. Наличието на грешки при измерването на координатите на целите, налага да се проведат серия от изследвания с цел да се оптимизира работата на Хох откривателя, прилагащ полярна Хох трансформация.

В радарните системи координатите на целите се получават в полярни координати (разстояние, r и азимут, a). За да бъде използван Хох откривателят, е необходимо полярните координати на целта да се трансформират в Декартови координати и след това да се приложи Хох преобразуването. Това действие затруднява сигналната обработка и в [10] е предложено да се използва полярна Хох трансформация, при която входните параметри на трансформацията съвпадат с изходните параметри на обзорните радарни. Друго важно предимство на полярната Хох трансформация е, че тя може да се използва и при цели, променящи своята скорост на движение и преминаващи през различни азимути на радара. В [11] е предложена и изведена аналитичната зависимост за полярната Хох трансформация, която се дефинира посредством разстоянието и азимута на целта (r, a) :

$$\rho = r \cdot \cos(a - \theta), \quad 0 < (a - \theta) \leq \pi, \quad (5.6)$$

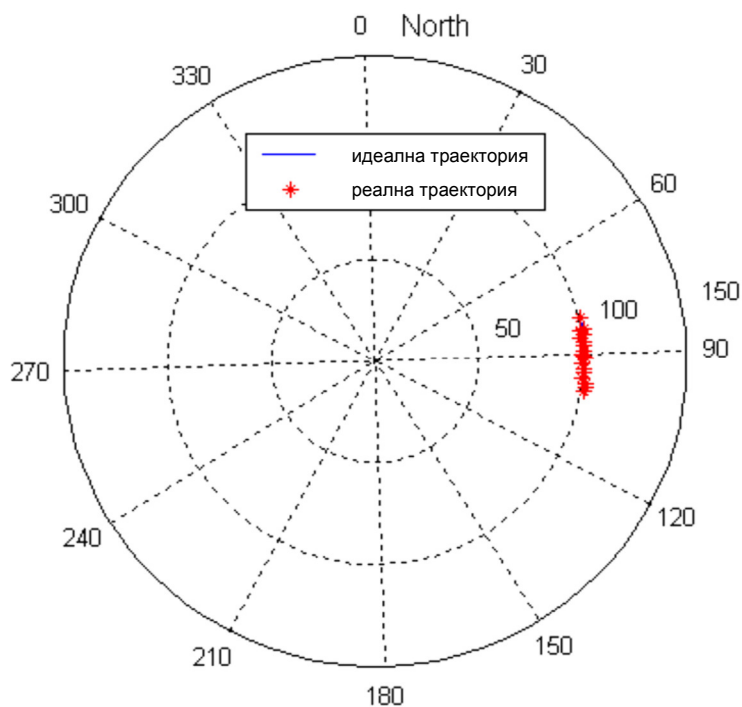
където r и a са полярните координати на целта (разстояние и азимут), като $r \in [0, r_{\max}]$ и $a \in [0^\circ, 360^\circ]$, θ е ъгълът, а ρ е най-малкото разстояние до траекторията от началото на координатната система.

При полярната Хох трансформация, всяка точка от $(r_i - a_i)$ пространството се представя като синусоида в $(\rho - \theta)$ пространството. Ако съществува линейна траектория в $(r - a)$ пространството, то тя ще се представи като пресечна точка на синусоиди в Хох параметричното пространство. Параметрите ρ и θ определят еднозначно

линейна траектория в Хох параметричното пространство и могат да бъдат трансформирани обратно в пространството на данни, показващи текущото разстояние до целта. Ако след бинарно натрупване в Хох параметричното пространство бъде надхвърлен прага на откриване, то едновременно ще бъде открита целта и определена еднозначно и траекторията ѝ.

Както е известно от практиката, в реалните радарни системи координатите на целите (разстояние и азимут) се измерват с грешка [10]. В настоящия параграф е разгледан модел на траекторията, при който координатите на целта са получени без грешка при измерването и с грешка, както е показано на фигури 5.6 и 5.7.

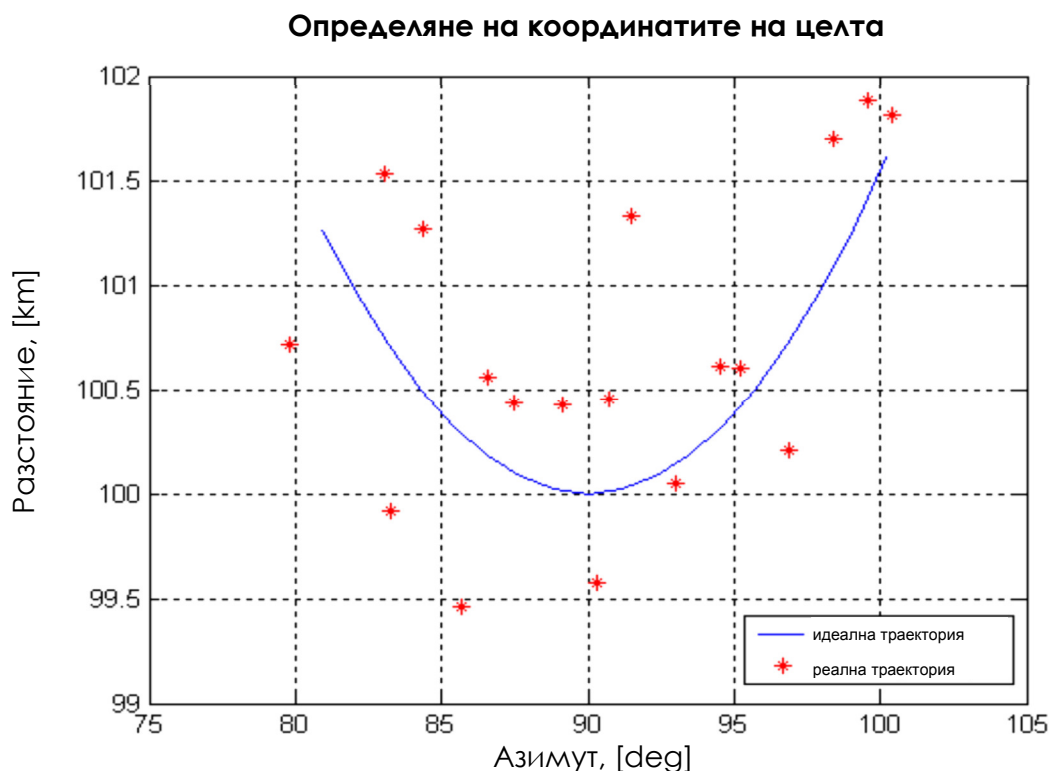
На фигура 5.6 е представена траекторията на наблюдаваната цел в полярна координатна система, а на фигура 5.7 е представен нейният образ в Декартовата (r - a) координатна система.



Фигура 5.6 Полярна координатна система

Ако траекторията на целта се състои от n на брой точки, получени в резултат на N_{SC} на брой сканирания на радара, то се разполага с двойката параметри (r_n, a_n) , които ще се намират в пространството „разстояние–азимут“. Ако параметрите (r_n, a_n) , са известни и са получени без грешка при измерването си, то след прила-

гането на полярната Хох трансформацията ще получим семейство синусоиди, които ще се пресекат точно в една клетка на Хох параметричното пространство. Аналогично на направения в предишните глави анализ, и тук при прилагането на полярната Хох трансформация се задават стойности за параметъра θ и се получават стойности за параметъра ρ . С цел ускоряване на бързодействието на Хох откривателя е възможно да се задават по-малко стойности на параметъра θ и ще се получат по-малко стойности за параметъра ρ .



Фигура 5.7 Разстояние–азимут (*Range-Azimuth (r-a)*) координатна система

5.2.2. СИМУЛАЦИОННИ РЕЗУЛТАТИ ОТ АНАЛИЗА НА ПОЛЯРНА ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ПРИЕТИТЕ СИГНАЛИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КООРДИНАТИТЕ НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В практиката на реалните радарни системи е прието, че координатите на движещите се цели (разстояние и азимут) се определят с известна грешка. Наличието на тези грешки, $acc(r_n)$ и $acc(a_n)$, водят до намаляване на точността и влошаване на процеса на откриване в Хох параметричното пространство. Това се дължи на въз-

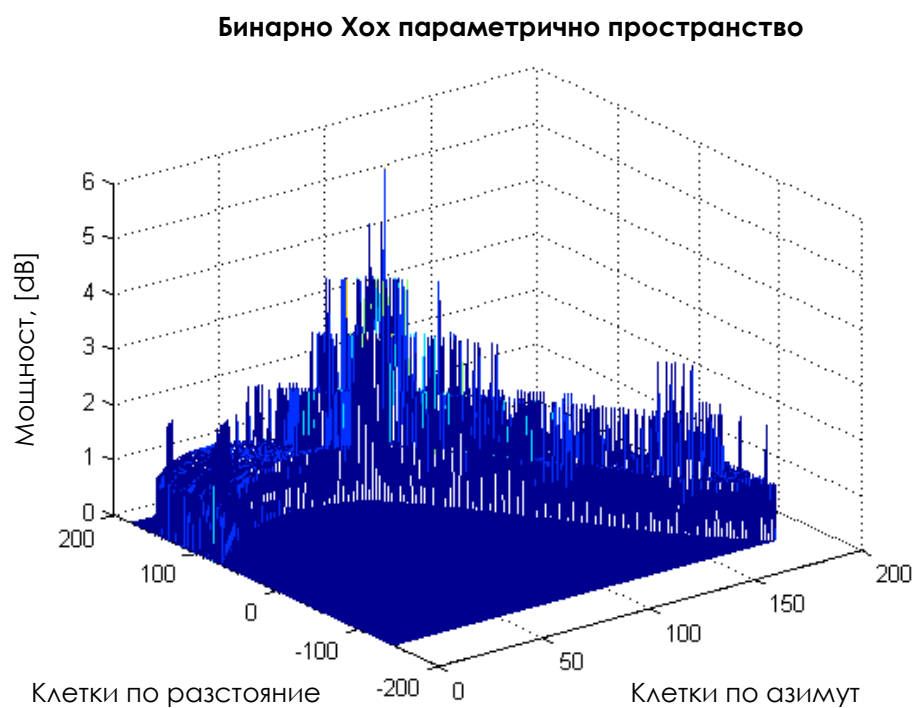
можността синусоидата, която принадлежи на една линейна траектория да пресече друга акумулаторна клетка и така да се достигне до намаляване на вероятността за правилно откриване.

В настоящата глава се предлага нов алгоритъм за откриване в Хох параметричното пространство, който повишава вероятността за правилно откриване, когато координатите на целта са определени с грешки. Представеният алгоритъм включва формиране на пълзящ прозорец в Хох параметричното пространство и бинарно натрупване на данни в него. Траекторията на целта се открива, когато бъде надхвърлен зададен определен праг на откриване. Така предложеният алгоритъм подобрява действието на Хох откривателя и повишава вероятността за правилно откриване.

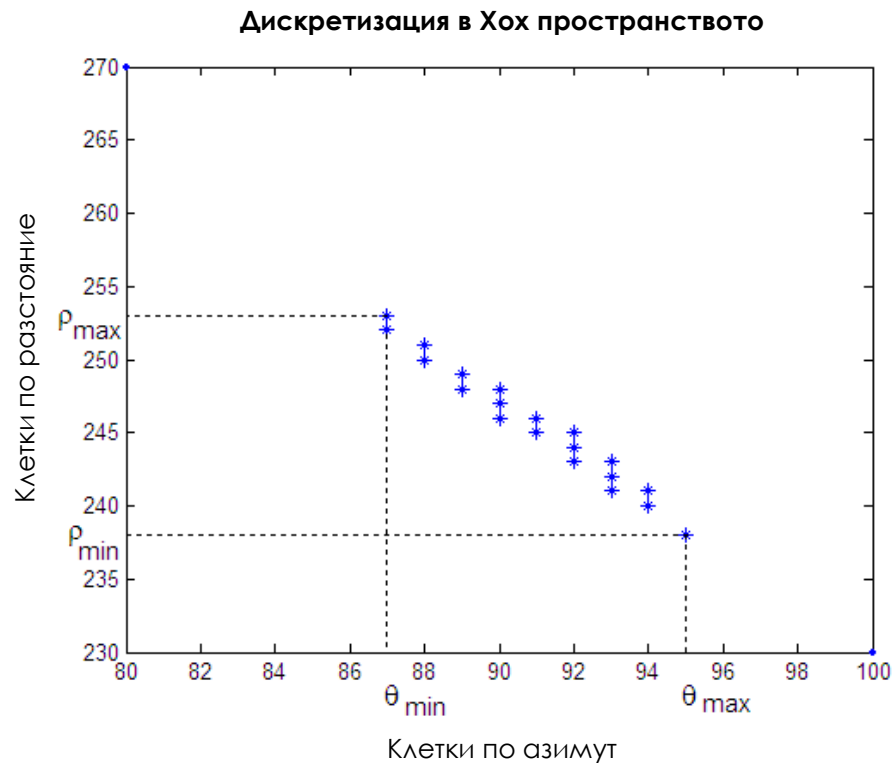
За целите на анализа са изследвани вероятностните характеристики на Хох откривател, работещ с и без грешки от измерванията. Проведен е Монте Карло симулационен анализ, като е прието, че грешките имат нормално разпределение $acc(r) \approx N(0, \sigma_r)$ и $acc(a) \approx N(0, \sigma_a)$, където $E[acc(r), acc(a)] = 0$ е математическото очакване, а σ_r, σ_a са стандартните отклонения на грешките на измерване на координатите на наблюдаваната цел. В съответствие с необходимостта да бъдат направени необходимите изчислителни процедури, Хох параметричното пространство се квантова със стъпки – $\Delta\rho$ и $\Delta\theta$.

Наличието на грешки при измерване на параметрите – разстояние и азимут, водят до проблеми в натрупването на синусоидите в Хох пространството (фигура 5.8). Увеличаването на пика може да се постигне с увеличаване на размера на дискретизацията в Хох пространството. Това от своя страна води до увеличаване и на платформата на сигнала. От друга страна увеличаването на дискретизацията води до по-голяма грешка в ρ and θ . С цел подобряване на точността на оценката на параметрите на траекторията на целта, се предлага да не се увеличава размерът на дискретизацията в Хох пространството, а да се използва методът за намиране на центъра на тежестта на петното открито в Хох пространството посредством изразите (5.7). Получените резултати са представени на фигура 5.9.

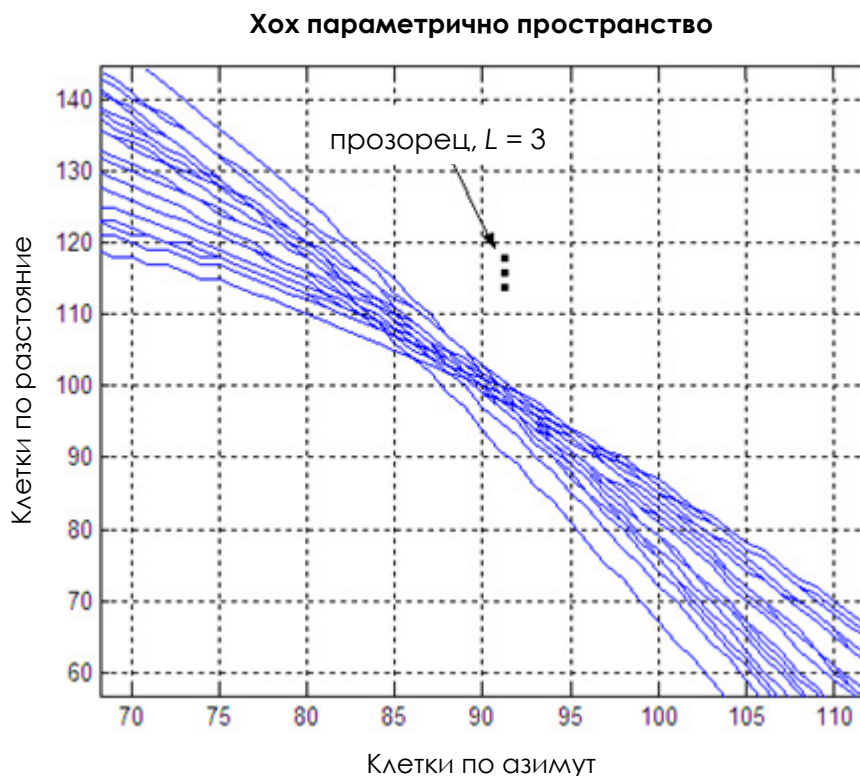
$$\begin{aligned}\rho &= \rho_{min} + (\rho_{max} - \rho_{min})/2, \\ \theta &= \theta_{min} + (\theta_{max} - \theta_{min})/2.\end{aligned}\tag{5.7}$$



Фигура 5.8 *Хох параметричното пространство*



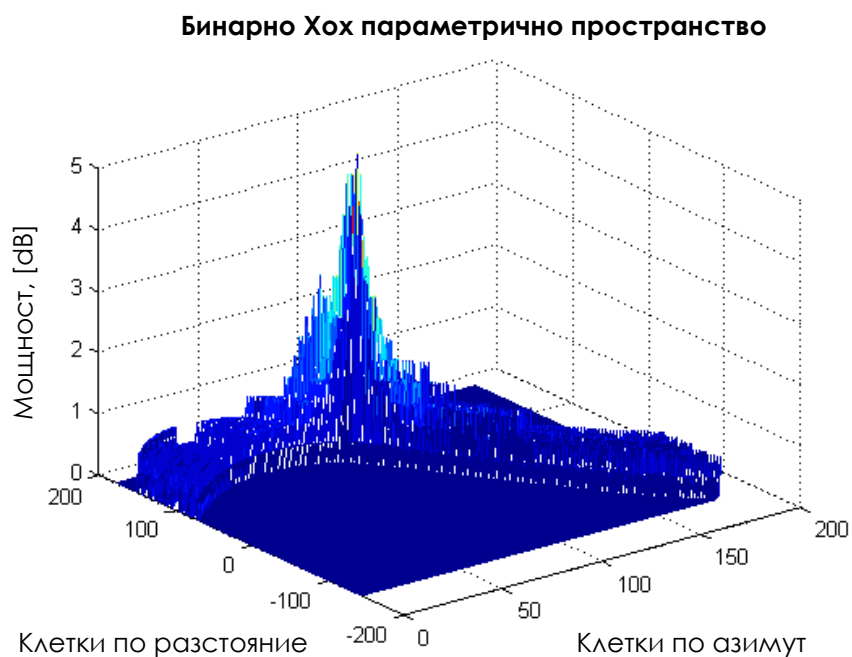
Фигура 5.9 *Оценка на параметрите на дискретизация в Хох пространството*



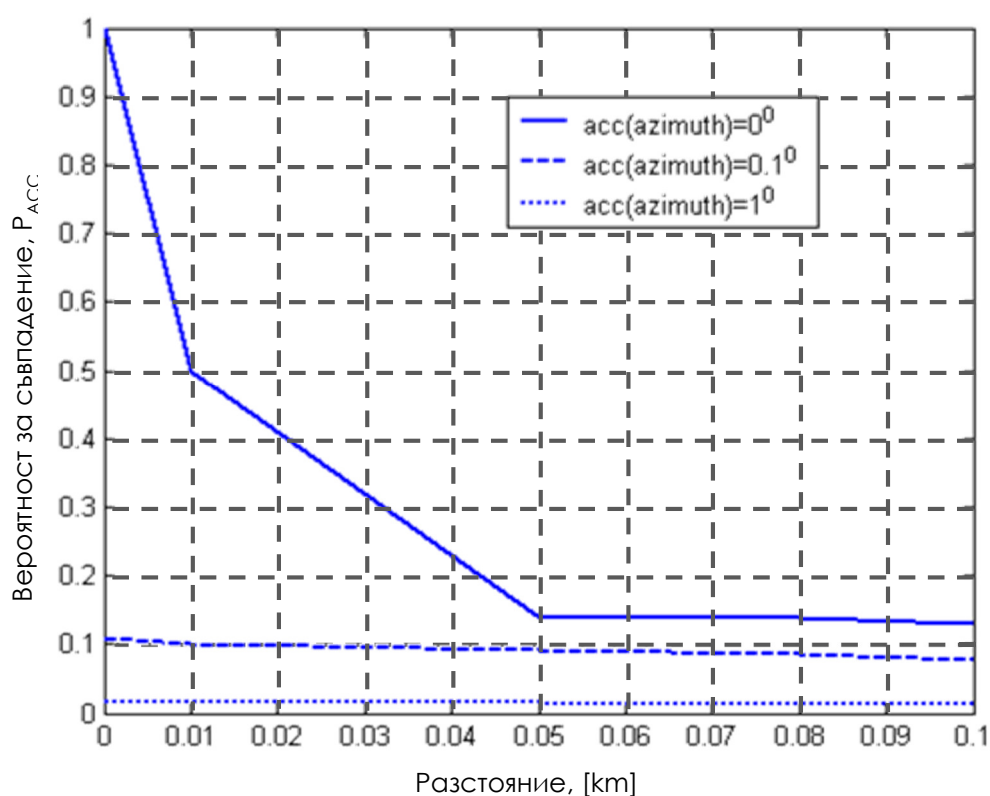
Фигура 5.10 Хох параметрично пространство

За подобряване на процеса на правилно откриване на траекторията на целта се предлага Хох пространството да се обработи първо с пълзящ прозорец, както е показано на фигура 5.10. Това се налага с цел изглаждане (осредняване) на платформата и получаване на по-ясно изразена област на пресичане на синусоидите. Получените резултати са показани на фигура 5.11.

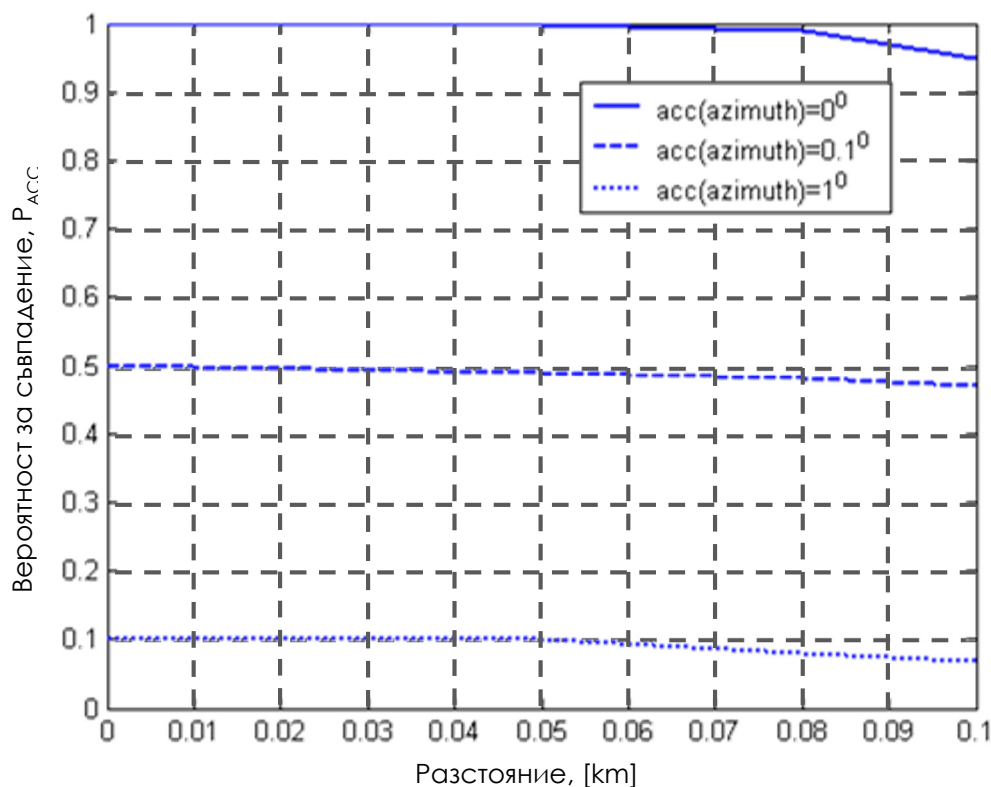
Посредством проведения Монте Карло симулационен анализ се определя вероятността за съвпадение между измерените и действителните стойности на параметрите (ρ , θ), преди и след процедурата с пълзящ прозорец. Получените резултати са представени на фигура 5.12 и 5.13. За визуализация на резултатите са използвани следните параметри: $\text{асс}(r) = 0 \div 100$ [m], $\text{асс}(a) = 0, 0.1$ и 1° , $\Delta\theta = 1^\circ$, $\Delta\rho = 100$ [m]. Размерът на пълзящия прозорец е $L = 3$ клетки от Хох параметричното пространство.



Фигура 5.11 Бинарно Хох параметрично пространство



**Фигура 5.12 Вероятност за съвпадение на параметрите (ρ , θ)
преди процедурата с пълзящ прозорец**



Фигура 5.13 Вероятност за съвпадение на параметрите (ρ , θ)
след процедурата с пълзящ прозорец

Увеличаването на грешката на измерване на азимута и разстоянието до целта, води до намаляване на вероятността за съвпадение между измерената и действителната стойност на параметрите ρ и θ . Предложеният нов алгоритъм, използващ пълзящ прозорец, подобрява съществено вероятността за пълно съвпадение, което се потвърждава от представените резултати.

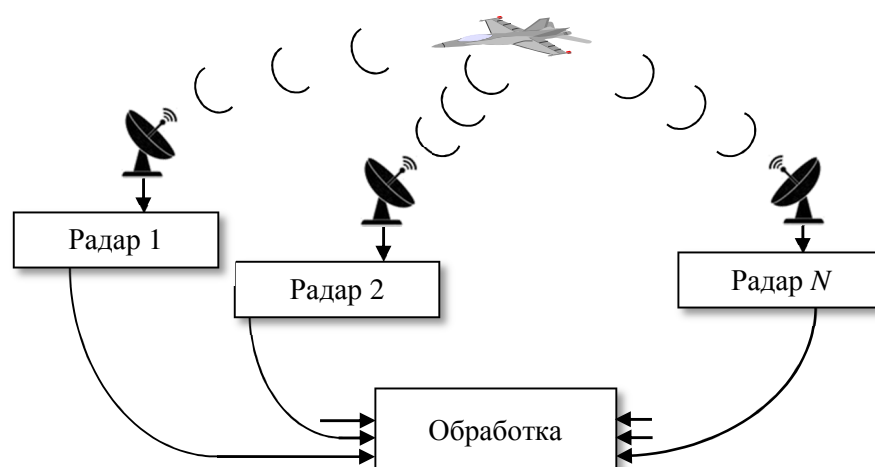
Увеличаването на размера на дискретизацията по ρ води до увеличаване на броя на клетките, които надскочат прага на откриване. Увеличаването на размера на дискретизация по θ води до намаляване на този брой. Когато бинарният праг на откриване в Хох пространството расте, тогава броят на акумулиращите клетки, надскочили прага, намалява. Резултатите от изследването са публикувани в [26*, 31*].

В заключение може да се каже, че в настоящата точка от дисертационния труд се предлага нов алгоритъм, ползващ Хох трансформация на приетите от целта сигнали, който осигурява повишена вероятност за правилно откриване в случаите, когато параметрите на целта са измерени с грешки.

5.3. МНОГОСЕНЗОРЕН ПОДХОД ПОЛЗВАЩ ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ПРИЕТИТЕ СИГНАЛИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА КООРДИНАТИТЕ НА ДВИЖЕЩА СЕ ЦЕЛ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

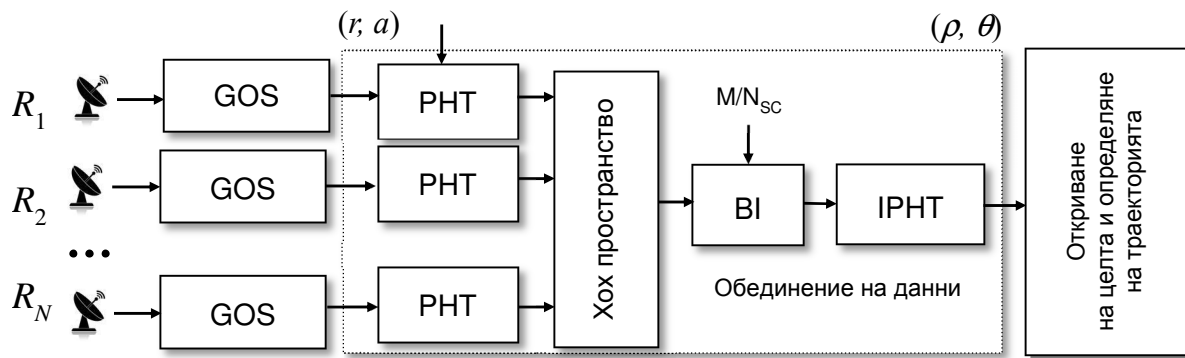
Предложен е нов подход за децентрализирано многосензорно обединение на данни от радарни системи, при който се използва полярна Хох трансформация на приетите сигнали. Системата е с децентрализирана структура. Асоциацията на данните се извършва от различни радарни, измерващи параметрите на наблюдаваната цел с различна точност, обединението им се осъществява в полярно Хох параметрично пространство. Изследвано е влиянието на броя на радарите и прага на Хох пространството спрямо вероятността за лъжлива тревога.

Мрежовите радарни системи подобряват сигналната обработката в процеса на откриване на движещи се цели в условията на импулсни смущения. На фигура 5.14 е представена структурна схема на мрежа от радарни, наблюдаващи движението на летяща цел в условията на интензивна шумова среда.



Фигура 5.14 Структурна схема на мрежа от радарни

Глобалното пространство на наблюдение (*Global Observing System – GOS*) с параметри разстояние–азимут–време асоциира координатите на всичките открити цели (плотовете им) в радарите, т.е. асоциира всички данни от изходите на плот екстрактора, както е показано на фигура 5.15. Видно е, че предложеният алгоритъм реализира децентрализирано обединение на плотове от Хох откривателя и има паралелна многосензорна структура.

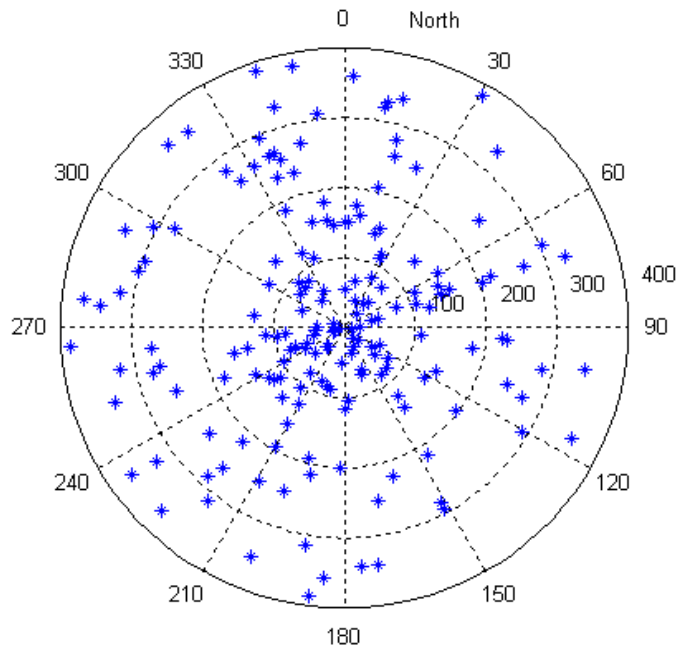


Фигура 5.15 Структурна схема на децентрализирано многосензорно обединение на данни, ползващо Хох трансформация

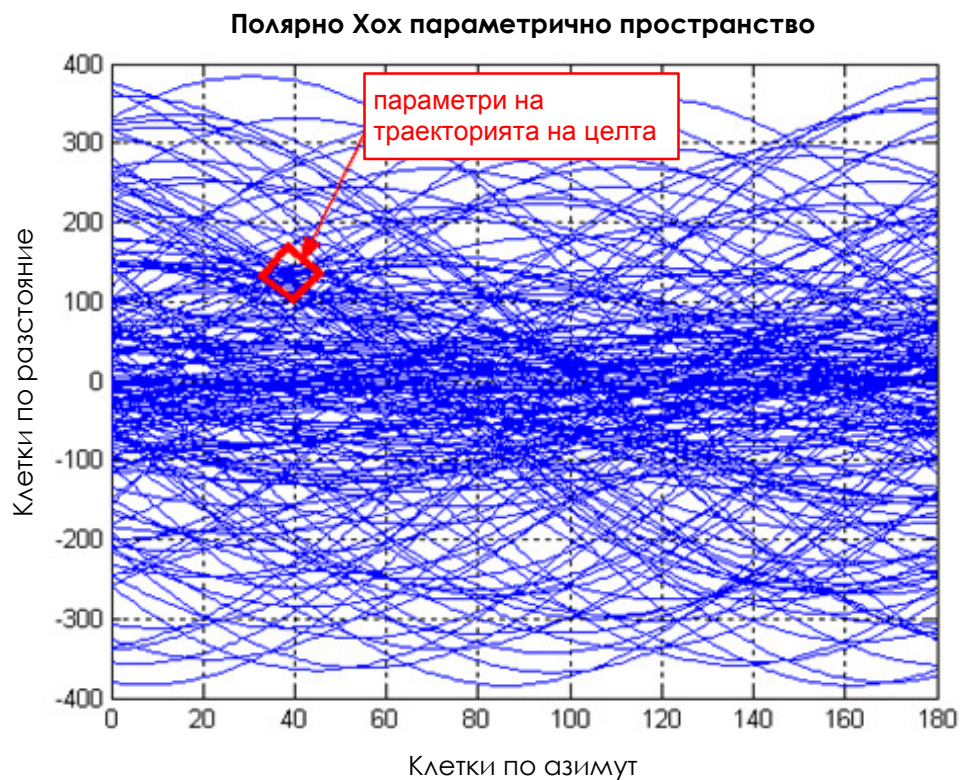
В предложения алгоритъм се допуска, че всички координатни системи са асоциирани в мрежа от радари, които са ориентирани на север, и се приема, че кривината на земната повърхност е пренебрежимо малка. Първият етап от алгоритъма включва асоцииране на локалните полярни пространства на наблюдение в глобално полярно пространство на наблюдение (*GOS*). Вторият етап включва прилагането на полярната Хох трансформация на приетите сигнали (*PHT*) в глобалното пространство на наблюдение, последващо откриване на траекторията на целта, посредством бинарно интегриране (*BI*), проведено във всяка клетка от Хох параметричното пространство (*HS*). Следващата стъпка от алгоритъма включва получаване на полярните координати на откритата траектория, чрез прилагане на обратна полярна Хох трансформация (*IPHT*). Всички фактори, като технически параметри на радарните системи, грешки при измерването на координатите на целта, скорост на въртене на антените и т.н., се отчитат при оразмеряването на Хох параметричното пространство.

На фигура 5.16 са представени полярните координати от проведеното наблюдение на целта след 20 сканирания. От фигурата е видно, че откриването на траекторията е силно затруднено в условията на наличие на множество фалшиви тревоги.

Полярната Хох трансформация преобразува точки (цели и фалшиви тревоги) от пространството на наблюдение в криви от полярното Хох параметрично пространство, както е показано на фигура 5.17.

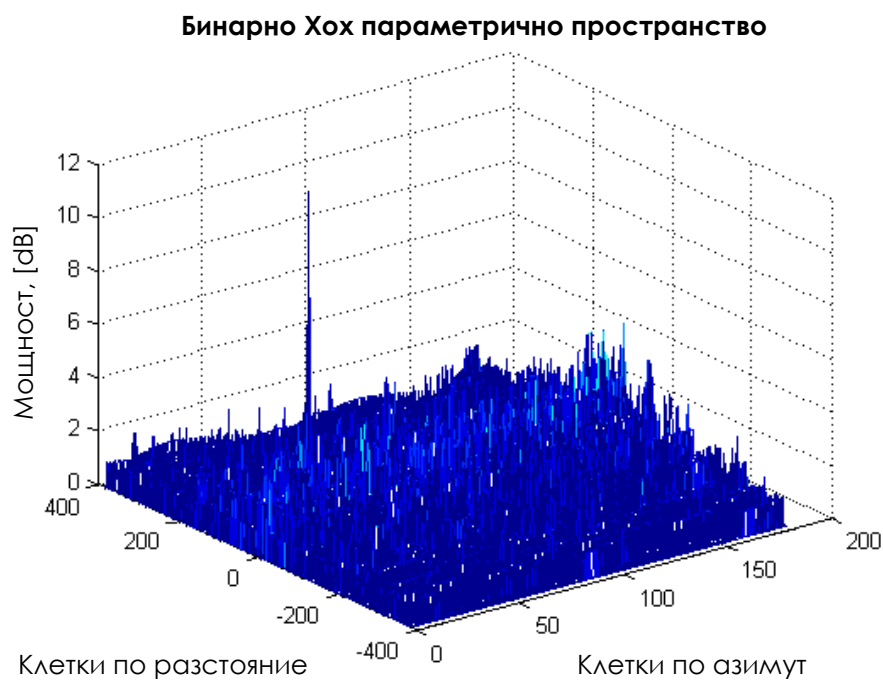


Фигура 5.16 Наблюдение на целта след 20 сканирания



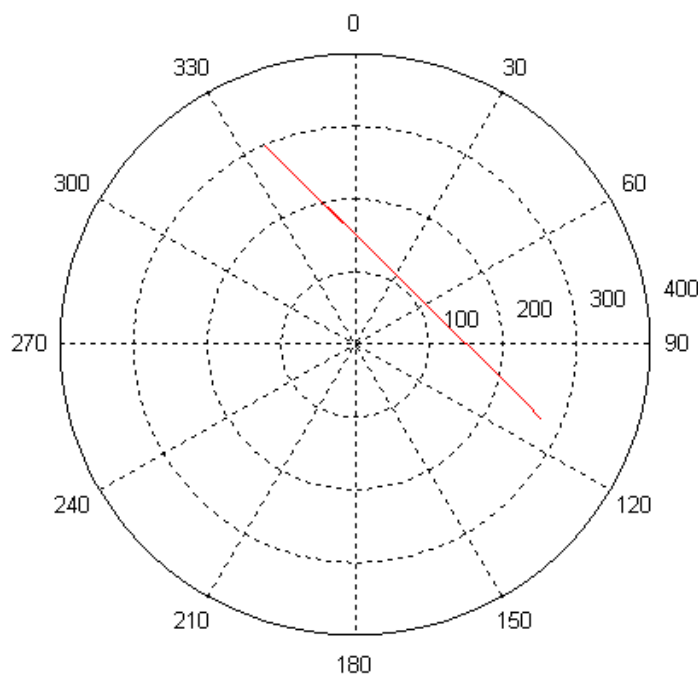
Фигура 5.17 Полярно Хох параметрично пространство

Синусоидите получени, чрез прилагане на математическата трансформация се интегрират в Хох параметричното пространство, както е показано на фигура 5.18.



**Фигура 5.18 Бинарно интегриране на данни
в Хох параметричното пространство**

Ако акумулираните точки в дадена клетка от Хох параметричното пространство надхвърлят предварително определения праг на откриване, то се приема, че целта и нейната траектория са едновременно открити. На фигура 5.19 е представена възстановената траектория на наблюдаваната цел.

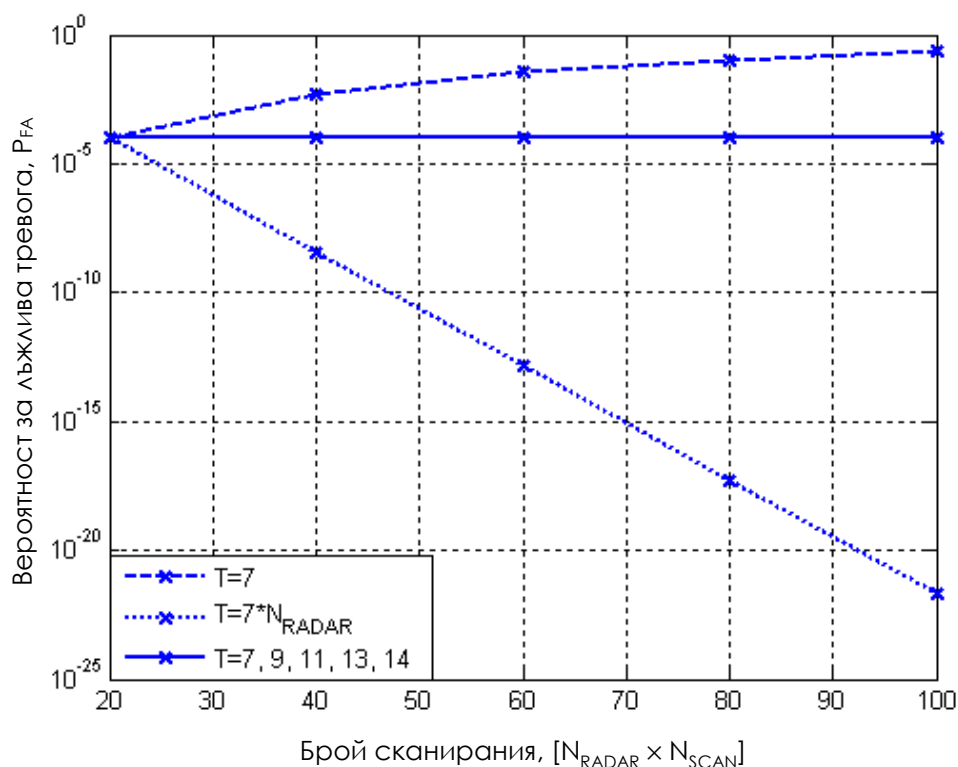


Фигура 5.19 Възстановяване на траекторията на целта

В съответствие с разглежданата полярна Хох трансформация, ако съществува линейна траектория в $(r-a)$ пространството, то тя се дефинира еднозначно от пресечна точка на синусоиди в Хох пространството. Параметрите ρ и θ представят линейна траектория в Хох параметричното пространство, като се приложи обратна трансформация на данните в пространството от данни се определя текущото разстояние до целта. Обратната полярна Хох трансформация има вида:

$$r = \rho / \cos(a - \theta). \quad (5.8)$$

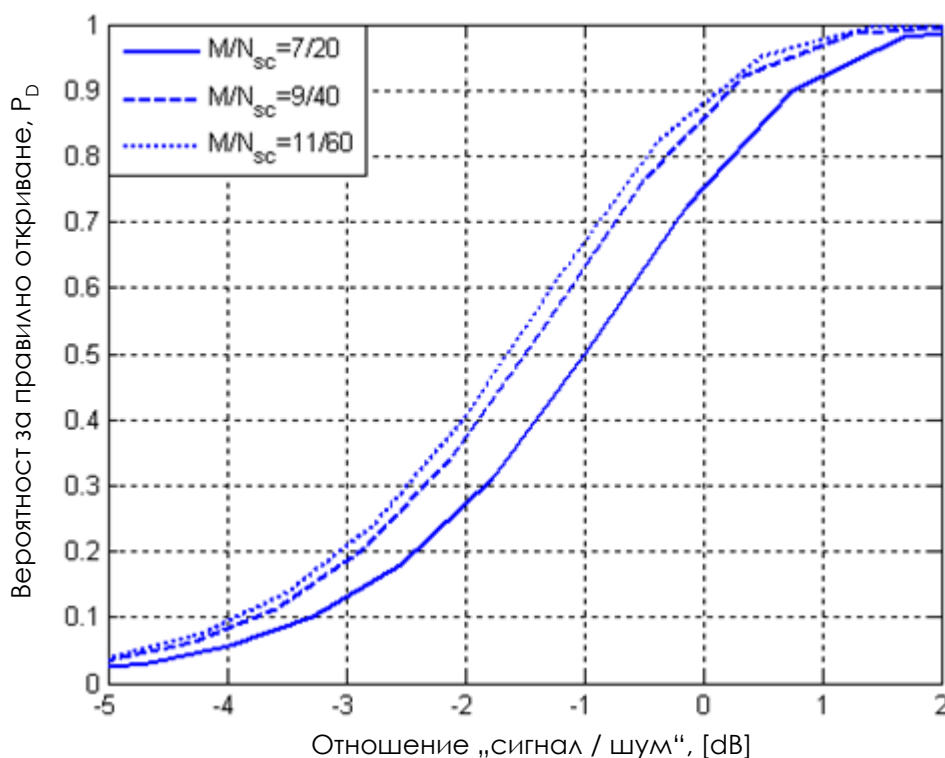
Вероятностни характеристики на многоканална радарна структура с обединяване на данните в Хох параметричното пространство при използване на бинарен ПЧЛТ откривател ($CFAR\ BI$) в условията на интензивна шумова среда от случайно появяващи се импулсни смущения са изследвани в [24*]. Вероятността за лъжлива тревога на този тип Хох откривател е показана на фигура 5.20.



**Фигура 5.20 Вероятност за лъжлива тревога
на многосензорна радарна система**

Резултатите са получени при следните входни параметри: средна мощност на шума на приемника 1, вероятност за поява на импулсни смущения 0.1, средна

стойност на отношението „смушение/шум“ $INR = 10$ [dB], вероятност за лъжлива тревога на изхода на всеки от $CFAR$ BI откривателите е 10^{-3} , брой на радарите в системата от 1 до 5, брой на сканиранията на радарите $N_{SC} = 20$. Бинарният праг в Хох параметричното пространство е променлив с цел да се поддържа вероятността за лъжлива тревога на изхода на многоканалната система постоянен със стойност 10^{-4} . Броят на сканиранията се получава, като броят на радарите, използвани в схемата, се умножат по броя на сканиранията на всеки от тях. Ако бинарният праг, използван в Хох параметричното пространство, е $T_H = 7$, то при 20 на брой сканирания на системата, се поддържа вероятност за лъжлива тревога 10^{-4} . Проведеният анализ показва, че ако този праг остане постоянен при увеличаване на броя на сканиранията на системата, то вероятността за лъжлива тревога няма да се поддържа постоянна, а ще намалее. Ако бинарният праг е функция на броя на каналите в системата, то прагът отново няма да осигурява поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога, както е показано в статия [22*].



Фигура 5.21 Вероятност за правилно откриване в едно-, две- и триканална радарна система с обединяване на данните в Хох параметричното пространство

За да се гарантира поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога на изхода на многоканалната радарна система, е необходимо да се променя стойността на бинарния праг в Хох параметричното пространство, както е показано на фигура 5.21, където $T_M = 7, 9, 11, 13$ и 14 . Вероятността за правилно откриване във функция на отношението „сигнал/шум“ на целта за едно-, две- и триканална радарна система е показано на фигура 5.21. Бинарният праг в Хох параметричното пространство е подбран така, че вероятността за лъжлива тревога на изхода на системата да се поддържа постоянна и да е със стойност 10^{-4} . От получените резултати се вижда, че вероятността за правилно откриване се увеличава с увеличаване на броя на радарите в системата. Резултатите са получени посредством моделиране и прилагане на Монте Карло симулационен анализ.

5.4. МНОГОСЕНЗОРЕН ПОДХОД ПОЛЗВАЩ ХОХ ТРАНСФОРМАЦИЯ НА ПРИЕТИТЕ СИГНАЛИ ЗА ОБЕДИНЕНИЕ НА ДАННИТЕ В МРЕЖА ОТ РАДАРИ В УСЛОВИЯТА НА ИНТЕНЗИВНА ШУМОВА СРЕДА

В настоящата точка е разгледано действието на нов алгоритъм за обединение на данните в мрежа от радары, ползващи полярна Хох трансформация. Предложеният алгоритъм е приложен в *Multiple Input Multiple Output (MIMO)* радарна система. Изследванията са проведени в условията на интензивна шумова среда от поток на случайно появяващи се импулсни смущения, като координатите на целта (разстояние и азимут) са определени със и без грешки. Анализът е проведен с използването на Монте Карло симулационен анализ.

Проблемът за обединението на данни от различни сензори е от съществено значение в процеса на изграждане на многосензорна радарна система за откриване на цели и определяне на траекториите им. Конвенционалните подходи за обединение на данни в радарните системи се разделят на централизирани и децентрализирани. При използването на централизираните радарни мрежи, обработката на постъпващата информация се извършва на два етапа. В първия етап откриването на сигнала от целта се извършва в всеки отделен елемент, т.е. има децентрализирана предварителна обработка. След което всички взети решения се обединяват, така че системата да генерира крайния резултат от процеса на откриване на целта.

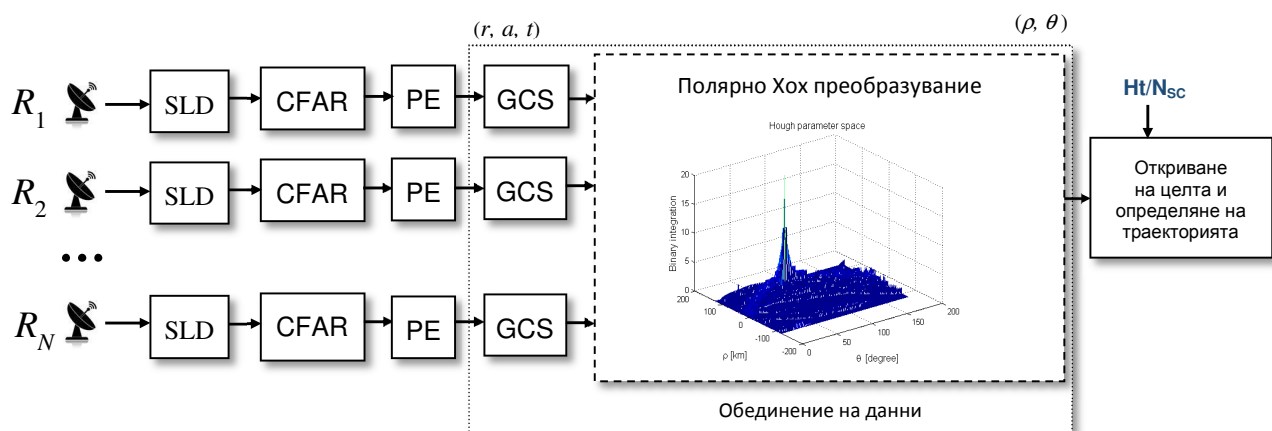
Според начина на организация, радарните системи се разделят на две групи – синхронизирани и несинхронизирани. Установено е, че радарните мрежи постигат по-добри резултати от действието на самостоятелен радар. Хипотезата на представеното изследване е, че предложения алгоритъм за откриване ще има характеристики, които ще са междинни между централизирания и децентрализирания подход.

В представения алгоритъм за модел на целта е избран модел на бързо флукутираща цел – Сверлинг II. Прието е моделът на шума да включва Поасонов модел на смущенията и шум, който се появява на входа на приемника с вероятност за поява e_0 и смущение с вероятност за поява $(1 - e_0)$:

$$f(x_0) = \frac{(1 - e_0)}{\lambda_0 (1 + SNR)} \exp\left(\frac{-x_0}{\lambda_0 (1 + SNR)}\right) + \frac{e_0}{\lambda_0 (1 + INR + SNR)} \exp\left(\frac{-x_0}{\lambda_0 (1 + INR + SNR)}\right), \quad (5.9)$$

където λ_0 е средната мощност на шума на приемника, INR е средната стойност на отношението „смущение/шум“, SNR е средната стойност на отношението „сигнал/шум“.

Структурата на децентрализиран многоканален Хох откривател с обединяване на данните в Хох пространството, е показана на фигура 5.22. Така представената топологична структурна схема на алгоритъма включва няколко предавателни и приемни станции. Сигналната обработка във всяка приемна станция включва оптимален линейен филтър, средно квадратичен откривател (SLD), ПЧЛТ ($CFAR$) откривател и плот екстрактор (PE).



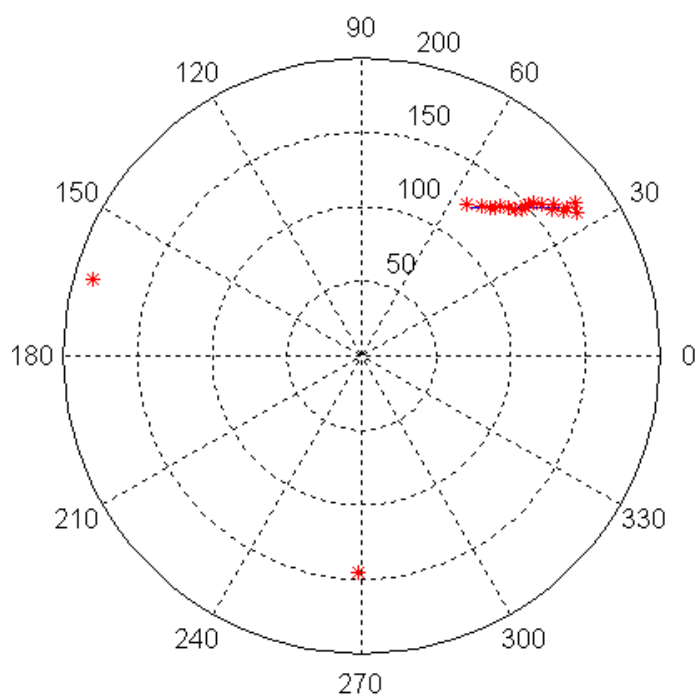
**Фигура 5.22 Децентрализиран многоканален откривател
с обединяване на данните в Хох пространството**

За разлика от разгледаните по-горе централизирани откриватели, в децентрализираният Хох откривател не се налага да се прави синхронизация на радарите. Както бе казано по-горе, радарите притежават различни технически характеристики, в резултат на което се получават различни информационни матрици с информация за локалните обзорни пространства на всеки един от радарите. За обединяването на тази информация в единна информационна матрица с единни характеристики в настоящия случай се използва полярната Хох трансформация. Единственото условие, на което трябва да отговаря системата, е параметрите на Хох пространството за различните канали да са с еднакви стойности. Получените резултати са публикувани в [22*].

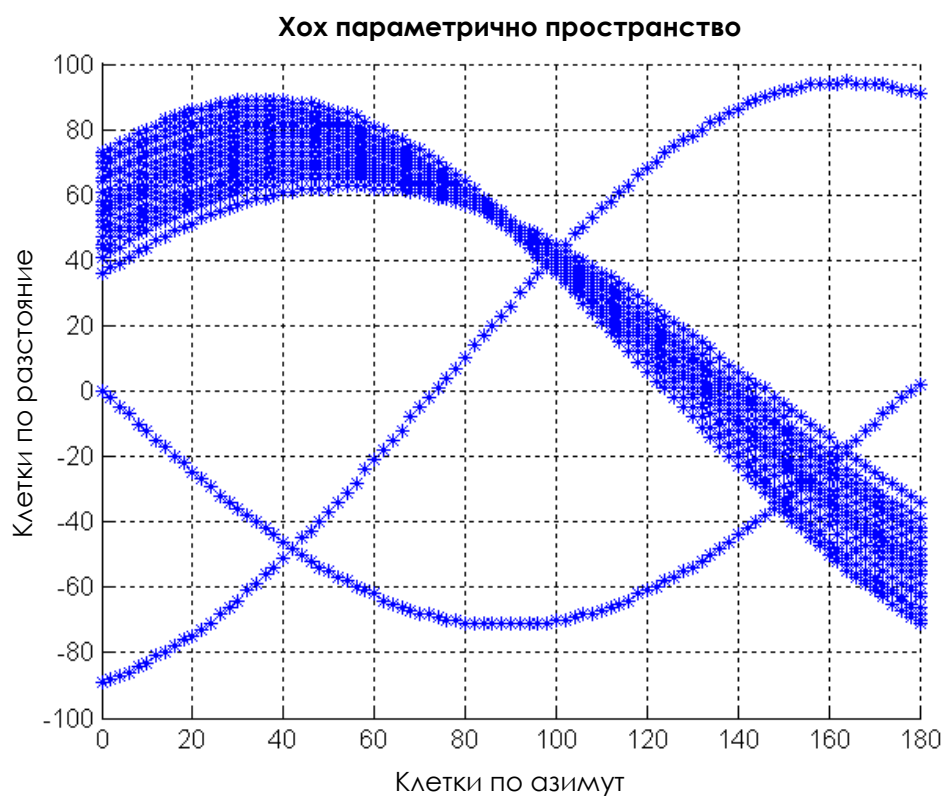
Прилагайки полярната Хох трансформация на всеки от каналите за параметрите: разрешение по далечина и азимут; скорост на въртене на антената и време за сканиране на пространството, се получават синусоиди в Хох параметричното пространство, дискретизирани с една и съща стъпка за всички канали. Тъй като Хох пространството е едно и също за всички канали, там се извършва обединяването на информацията от всички радарни сензори.

След всеки обзор на радарната система се формира полярно пространство от данни (r_n, a_n) , където $r_n \in [0, r_n^{\max}]$ и $a_n \in [0, 360^\circ]$ са координатите на целта, определени от N -тия радар. Прието е, че всички координатни системи са ориентирани на север и кривината на земната повърхност се пренебрегва. Първият етап от алгоритъма е обединението на данните от радарите в глобална координатна система (GCS), показана на фигура 5.23. Вторият етап включва прилагането на полярната Хох трансформация на приетите сигнали (PHT), показана на фигура 5.24.

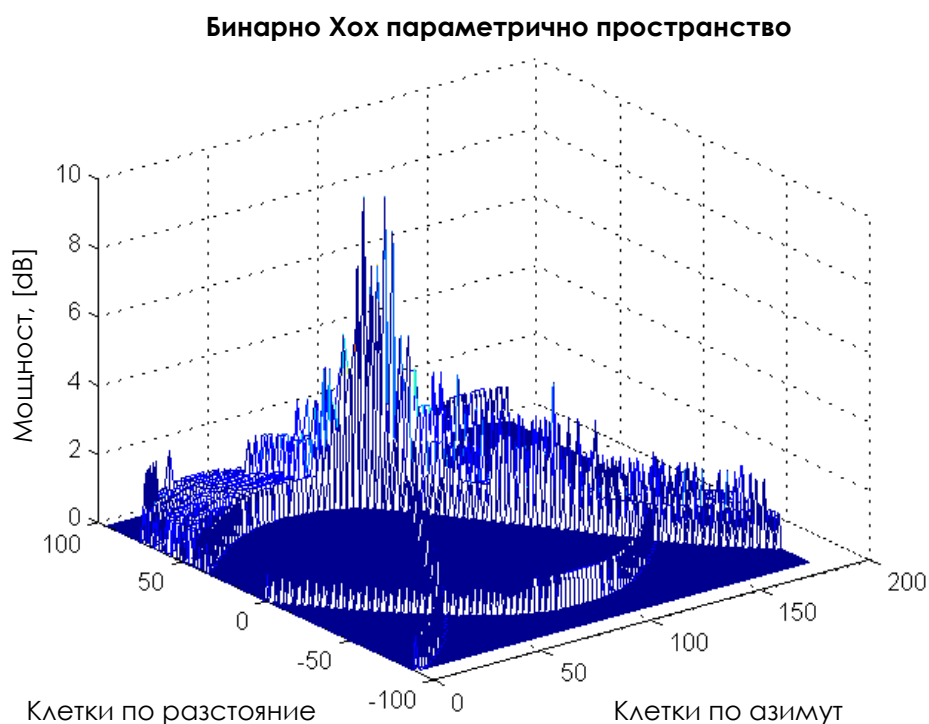
Параметрите ρ и θ дефинират еднозначно линейна траектория в Хох параметричното пространство и могат да бъдат трансформирани обратно в глобалното пространство на данните, показващи текущото разстояние до целта. Ако броят на бинарните натрупвания в Хох параметричното пространство надхвърли прага на откриване, то едновременно целта и траекторията ѝ се приемат за открити. Резултатите от симулацията са показани на фигура 5.25.



Фигура 5.23 Траектория на наблюдаваната цел
в полярна координатна система



Фигура 5.24 Полярно Хох параметрично пространство

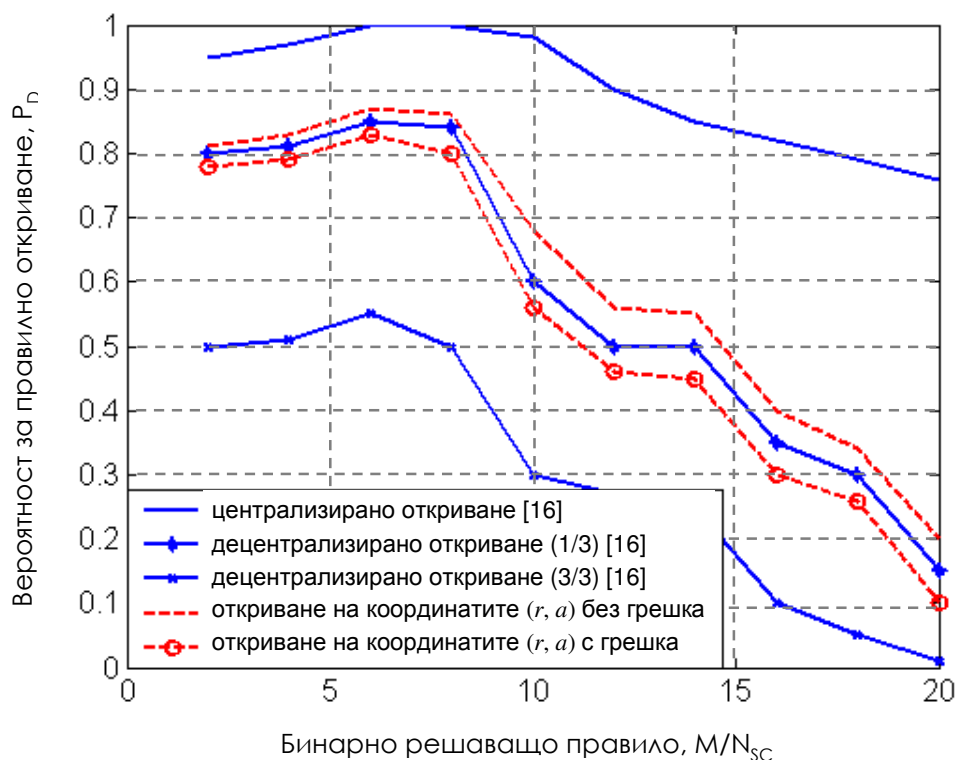


Фигура 5.25 Бинарно Хох параметрично пространство

Предимството на предлагания алгоритъм е в обединяването на данните в мрежа на асинхронно работещи радари с различни характеристики за точност, като всеки от радарите има различно време за сканиране на целта. Получената информация, която може да има различни характеристики за точност се обединява в предложената децентрализирана радарна система.

За целите на анализа в настоящия параграф е проведен Монте Карло симулационен анализ. Получени са вероятностните характеристики на процеса на откриване на многосензорна асинхронна радарна система с полярна Хох трансформация на сигналите в условията на интензивен поток от импулсни смущения, определени със и без грешки в измерването. Както се вижда от получените резултати, показани на фигура 5.26, вероятността за правилно откриване намалява, при нарастване на стойността на бинарното решаващо правило (M/N_{SC}) в Хох параметричното пространство. Максимална стойност на вероятността се достига при стойност на бинарния праг $T_M = 7/20$. Получената вероятност за правилно откриване има ниски стойности, защото стойността на отношението „сигнал/шум“ е

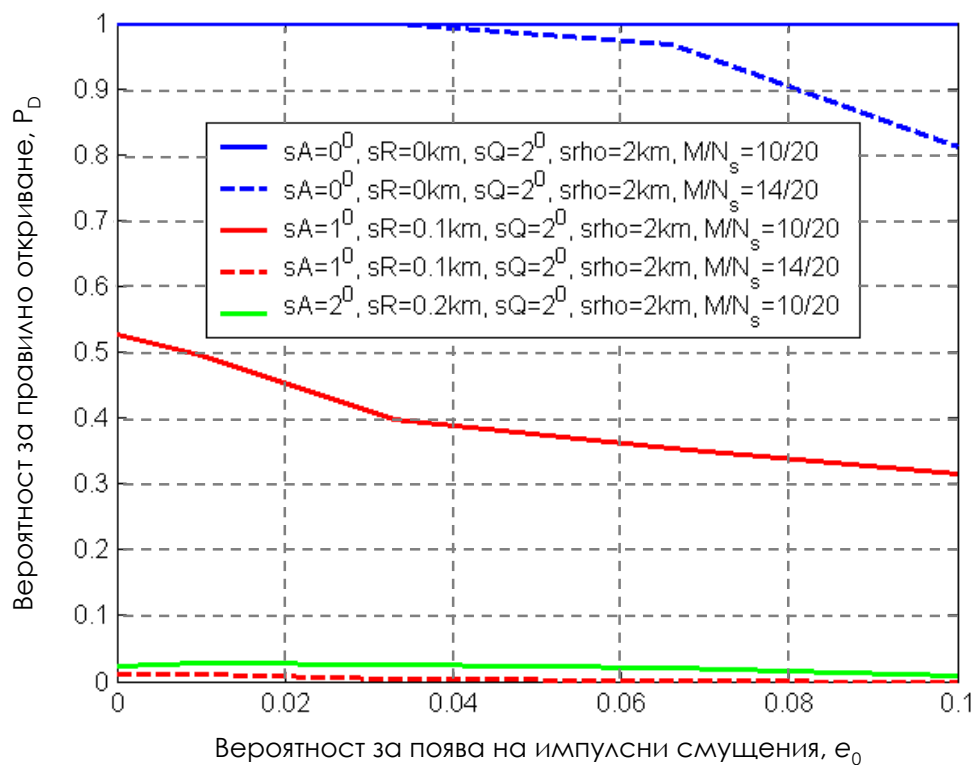
$SNR \cong 15$ [dB] и е съизмеримо с отношението „смущение/шум“, $INR = 10$ [dB]. Тези резултати са близки до резултатите получени за едноканален Хох откривател, работещ в условията на бял Гаусов шум, [11]. Резултатите за вероятността за правилно откриване на предложената радарна система са междинни на резултатите получени за бинарно решаващо правило $1/3 - 3/3$.



Фигура 5.26 Вероятност за правилно откриване за различни бинарни правила в Хох параметричното пространство

Получените резултати за вероятността за правилно откриване в условията на интензивно действащи импулсни смущения, и при наличие на грешки в измерванията са показани на фигура 5.27. Изследванията са проведени за различни стойности на вероятността за поява на импулсни смущения (e_0) и за различни стойности на бинарното решаващо правило в Хох параметричното пространство.

Резултатът от изследването показва, че вероятността за поява на импулсни смущения не оказва съществено влияние върху вероятността за правилно откриване на праволинейна траектория.



Фигура 5.27 Вероятност за правилно откриване

Влиянието на грешката на измерване по разстояние и азимут върху вероятността за правилно откриване, при няколко стойности на големината на бинарния праг в Хох параметричното пространство и дискретизацията на Хох параметричното пространство, във функция на вероятността за поява на импулсни смущения, са представени в [31*].

Наличието на грешка на измерване на координатите на целта води до съществено намаляване на вероятността за правилно откриване в триканалната радарна структура с обединяване на данните в Хох параметричното пространство. Намаляване на вероятността се наблюдава и при увеличаване на стойността на бинарния праг в Хох пространството. За да се постигне увеличаване на вероятността за правилно откриване, е необходимо да се направи подходящо оразмеряване на Хох параметричното пространство.

5.5. ИЗВОДИ ПО ПЕТА ГЛАВА

1. Задачата за откриването и оценяването на параметрите на сигнала, отразен от наблюдаваната цел (т.е. оценяването на пространствените координати на целта), е решена при различна статистическа неопределеност на параметрите на сигнала и смущенията, т.е. при различни видове сигнали и смущения.

2. Предложен е алгоритъм за определяне на координатите на движеща се цел в Хох параметричното пространство, който повишава вероятността за правилно откриване, когато координатите на целта са определени с грешки. Представеният алгоритъм включва формиране на пълзящ прозорец в Хох параметричното пространство и бинарно натрупване на данни в него.

3. Предложен е подход за борба със смущенията с различна пространствена ориентация, същността на който е прилагането на подхода за многосензорна радарна обработка в различни видове комуникационни и радарни мрежи. Приложените изследователски методи са статистическите и компютърно симулационните. При провежданите изследвания качеството на получените алгоритми е оценено на базата на статистически оценки (вероятност за правилно откриване, вероятност за лъжлива тревога, среден праг на откриване). Симулационният анализ е използван главно за реализирането на отделни детайли или части от разработваните алгоритми с цел да се оцени качеството им.

4. Изследвани са алгоритми за многосензорна обработка на сигнали и данни, ползващи Хох трансформация. Синтезиран е алгоритъм за обединение на данните в мрежа от радари, ползващи полярна Хох трансформация. Представеният алгоритъм е приложен в *Multiple Input Multiple Output (MIMO)* радарна система, работеща в условията на интензивна шумова среда от поток на случайно появяващи се импулсни смущения. Получените нови алгоритми за многосензорна обработка на сигнали и данни са изследвани симулационно с помощта на подходите за математическото моделиране, като са използвани предварително разработени математически модели на различните видове сигнали и смущения.

5. Предложен е нов подход за децентрализирано многосензорно обединение на данни от радарни системи, при който се използва полярна Хох трансформация

на приетите сигнали. Асоциацията на данните се извършва от различни радари, измерващи параметрите на наблюдаваната цел с различна точност, обединението им се осъществява в полярно Хох параметрично пространство. Изследвано е влиянието на броя на радарите и прага на Хох пространството спрямо вероятността за лъжлива тревога.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Дисертационният труд представя получените резултати от анализа на нови структури на откриватели/оценители на движещи се цели, работещи в условията на интензивна шумова среда. Приложението на алгоритми за извличане на информация за поведението на наблюдаваните цели чрез прилагането на математическа трансформация на приетите сигнали и получаването на оценки на параметрите на движещи се цели с изключително голяма точност при много динамична шумова среда е актуален научен проблем. Откриването на движещи се цели и определянето на параметрите им на движение се извършва по данни, получени в различни моменти от време и при неизвестен брой цели. Появата на целите е случаен процес, затова за откриването им е от значение използването на цялата информация, получена до текущия момент (амплитудни и фазови характеристики на сигналите, геометрични размери, координати на целите и други).

В дисертационния труд е използван подход за едновременно откриване и оценяване на параметрите на движеща се цел чрез прилагане на Хох трансформация на приетите от целта сигнали, получени за няколко последователни обзора на радарна система. Обоснована е необходимостта от използването на нови алгоритми за едновременно откриване на целта, на траекторията ѝ на движение и определяне на параметрите на това движение, в условията на интензивен поток от случайно появяващи се импулсни смущения. Оценена е ефективността на предлаганите структури на откриватели/оценители в условията на драстично влошена шумова среда. При синтеза и анализа на алгоритмите за обработка на сигнали е използван статистически подход.

Настоящият дисертационен труд е структуриран в пет глави.

В първа глава е направен обзор на известните методи и алгоритми за откриване на движещи се цели, осигуряващи поддържане на постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ) в условията на интензивна шумова среда. Посочени са

предимствата и недостатъците на разгледаните методи и алгоритми, работещи в тези условия. Въз основа на направения литературен обзор е обоснована необходимостта от избор на подходяща структура на откривател на радиолокационни сигнали на фона на мощни хаотични импулсни смущения с висока честота на поява. Избрани са инструментариумът за провежданото изследване, математическият модел на наблюдаваната цел и са определени критерии за оценка на ефективността на избраните алгоритми.

Във втора глава се предлага методика за оценка на ефективността на разглежданите сигнални откриватели на база на използването на критерия за ефективност на откривателите – среден праг на откриване. Изследвана е чувствителността на различни структури откриватели – осредняващ едномерен и двумерен откривател, цензуриращ едномерен и двумерен откривател и на адаптивен откривател, спрямо промяната на параметрите на Поасонов и биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения. Определени са загубите на откривателя посредством средния праг на откриване.

В трета глава са изследвани и анализирани вероятностните характеристики на Хох откривател на траектории, работещ в условията на интензивен биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения спрямо промяната на параметрите на смущението при използването на различни видове сигнални процесори (*CA CFAR*, *EXC CFAR*, *BI CFAR*, *EXC CFAR BI*, *API CFAR*). Потвърдена е хипотезата на дисертационния труд, че използването на цензуриращи техники повишава ефективността на разгледаните откриватели в условията на интензивен биномен поток от случайно появяващи се импулсни смущения. Изследвана е зависимостта на вероятностните характеристики на Хох откривател на траектории спрямо промяната на вероятността за поява на импулсните смущения. Проведен е сравнителен анализ на действието на различните структури на Хох откриватели на траектории и сигнали, които използват едномерни и двумерни сигнални процесори в алгоритъма си за откриване. Предложено е, като най-ефективен за работа в средата на интензивни случайно появяващи се импулсни смущения с Поасоново разпределение на честотата за поява, да бъде използван Хох откривател с двумерен адаптивен сигнален процесор с некохерентно натрупване.

В четвърта глава е представен нов подход за оценка на скоростта на движеща се цел в условията на интензивно действащи импулсни смущения. Показано е, че прилагането на математическа Хох трансформация на приетия от целта сигнал, подобрява работата на оценителя на скоростта ѝ. За целите на анализа на предложения подход е проведен Монте Карло симулационен анализ. Получените числени резултати показват строга зависимост от параметрите на дискретизация върху точността на определяне на скоростта на наблюдаваната цел. Показано е също така, че за дискретизацията на двете пространства ($(r-t)$ пространството и Хох параметричното пространство), трябва да бъде използвана оптимизационна процедура, която да осигури удовлетворяване на изискванията на двата качествени параметъра – вероятността за правилно откриване на траекторията на целта и точността на оценката на скоростта на целта.

Пета глава е посветена на решаването на задачата за откриване и оценяване на параметрите на сигнала (т.е. оценяването на пространствените координати), което е една от фундаменталните задачи в радарните и комуникационните системи. Тя е решена при различна статистическа неопределеност на параметрите на сигнала и смущенията, т.е. при различни видове сигнали и смущения. Един от новите подходи за борба със смущенията с различна пространствена ориентация и същност е прилагането на подхода за многосензорна радарна обработка в различни видове комуникационни и радарни мрежи. Предложен е алгоритъм за определяне на координатите на движеща се цел в Хох параметричното пространство, който повишава вероятността за правилно откриване, когато координатите на целта са определени с грешки. Представеният алгоритъм включва формиране на пълзящ прозорец в Хох параметричното пространство и бинарно натрупване на данни в него. Получените алгоритми за многосензорна обработка на сигнали и данни са изследвани симулационно с помощта на подходите за математическото моделиране, като се използват предварително разработени математически модели на различните видове сигнали и смущения.

Методологията на изследванията в дисертацията включват използването на числен и симулационен подход. Численият подход е използван при оценка на ефективността на алгоритмите посредством компютърно изчисляване в средата на

MATLAB на вероятностните характеристики и средния праг на откриване. Симулационният подход е използван за оценка на ефективността на моделираните структури в условията на интензивен поток от импулсни смущения. Симулационният анализ е използван главно за реализирането на отделни детайли или части от разработваните алгоритми с цел да се оцени качеството им. Реализираните алгоритми са оформени като пакети програми в средата на MATLAB.

Резюме на получените резултати

В резултат от проведените изследвания представени в настоящия дисертационен труд, са постигнати следните научни, научно-приложни и приложни резултати:

1. Теоретично обобщено е използването на цензуриращи техники в алгоритмите за откриване на движещи се цели.

2. Теоретично обобщено е прилагането на Хох трансформация в процеса на откриване и оценяване на параметрите на движещи се цели.

3. Дефинирана и решена е статистическата задача за откриване на единични и пакети радиолокационни импулси в условията на интензивна шумова среда. Получени са нови резултати за вероятностните характеристики (вероятност на правилно откриване, вероятност на лъжлива тревога) за двумерен адаптивен откривател, осигуряващ поддържане на постоянна вероятност за лъжлива тревога. Получените нови математически зависимости отчитат влиянието на параметрите на смущението върху откриваемостта на целите в откривателя. Полученото решение на задачата с адаптивен праг е близко до оптималното такова за фиксиран праг в условията на интензивна шумова среда.

4. Синтезирани са нови структури на откриватели, ползващи Хох трансформация, съвместно работещи с едномерни и двумерни сигнални процесори. Посредством числено експериментиране са изследвани вероятностните характеристики на новополучените структури в условията на случайно появяващи се импулсни смущения с Поасонов и биномен закон за поява и Релеевска флукутация на амплитудите. Вследствие използваната методика са получени нови резултати за

вероятностните характеристики, праговите константи, избор на праг в Хох параметричното пространство, при различни параметри на потока. Доразвита е задачата за съвместно откриване и оценяване на параметрите на движеща се цел с прилагане на Хох трансформация. Доказано е значително намаляване на загубите, изразени в отношението „сигнал/шум“, чрез използването на цензуриращи и адаптивни към смущението техники.

5. Представен е нов подход за оценка на скоростта на движеща се цел в условията на интензивна шумова среда. Показано е, че прилагането на математическата Хох трансформация на приетия от целта сигнал, подобрява работата на оценителя на скоростта ѝ. Установена е строга зависимост от параметрите на дискретизация върху точността на определяне на скоростта на наблюдаваната цел. Показано е, че дискретизацията на двете пространства ($(r-t)$ пространството и Хох параметричното пространство) влияе при определяне на вероятността за правилно откриване на траекторията на целта и точността на оценката на скоростта на целта.

6. Синтезирани и изследвани са алгоритми за определяне на координатите на движеща се цел, ползващи многосензорно обединение на данни от радарни системи. Предложен е нов алгоритъм за обединение на данните в мрежа от радари, ползващи полярна Хох трансформация. Показано е, че обединението на данните в Хох параметричното пространство, води до повишаване на вероятността за правилно откриване. Представеният алгоритъм е приложен в *Multiple Input Multiple Output (MIMO)* радарна система, работеща в условията на интензивна шумова среда. Предложен е подход за децентрализирано обединение на данните от различни радари, измерващи параметрите на наблюдаваната цел с различна точност, при който се използва полярна Хох трансформация.

7. Създаден е пакет от програми за числено експериментиране в средата на MATLAB за аналитично определяне на вероятностните характеристики и средния праг на откриване в условия на интензивна шумова среда.

8. Разработен е пакет от програми за числено експериментиране в средата на MATLAB за многосензорна обработка на сигнали и данни с помощта на подходите за математическо моделиране.

Получените в дисертацията резултати са приложими за решаването на по-широк кръг задачи в радиолокацията, комуникацията, медицината и други изследователски области, работещи с информация от инфрачервени, ултразвукови и други типове сензори. Те са представени в 36 публикации, от които 1 глава от книга, издадена в чужбина, 16 статии в списания с IF или SJR, 2 статии в списания без IF или SJR, 17 доклада на международни конференции в чужбина и в България.

Насоки за бъдещи изследвания

Получените нови подходи, методи и алгоритми за откриване и определяне на параметрите на движещи се цели, осигуряващи постоянна честота на лъжлива тревога в условията на интензивен поток от импулсни смущения, имат специфична изчислителна сложност, която не е оценена в проведените анализи. Това би могло да бъде насока за бъдещи изследвания, които ще доведат до обогатяване на изследваната научна област.

Декларация за оригиналност на резултатите

Декларирам, че настоящата дисертация съдържа оригинални резултати, получени при проведените от мен научни изследвания. Резултатите, които са получени, описани и/или публикувани от други учени, са надлежно и подробно цитирани в библиографията.

Настоящата дисертация не е представяна в процедури за придобиване на научна степен в друго висше училище, университет или научен институт.

Подпис:

доц. д-р инж. Любка Атанасова Дуковска

Публикации по темата на дисертационния труд

Глава от книга, издадена в чужбина

1. Kabakchiev Chr., V. Behar, B. Vassileva, D. Angelova, K. Alexiev, V. Kyovtorov, I. Garvanov, L. Doukovska, Pl. Daskalov - UXO Signal Multi Sensor Detection and Estimation, Proceedings of the NATO Advanced Study Institute on Unexploded Ordnance Detection and Mitigation, Springer, Book Series “NATO Science for Peace and Security Series”, Subseries “NATO Science for Peace and Security”, Series B: Physics and Biophysics, James Byrnes (Ed.), Approx. 330 p., Hardcover, ISBN 978-1-4020-9251-0, pp. 141-164, 2008.

Статии в списания

2. Behar V., Chr. Kabakchiev, L. Doukovska - Adaptive CA CFAR Integration Processors for Target Detection in Pulse Jamming, Comptes rendus de l'Academie bulgare des Sciences, vol. 51, №9-10, ISSN 1310-1331, pp. 45-48, 1998.
3. Behar V., Chr. Kabakchiev, L. Doukovska - Adaptive CA CFAR Processor for Radar Target Detection in Pulse Jamming, Journal of VLSI Signal Processing, vol. 26, №3, ISSN 0922-5773, pp. 383-396, 2000.
4. Behar V., Chr. Kabakchiev, L. Doukovska - Target Trajectory Detection in Monopulse Radar by Hough Transform, Comptes rendus de l'Academie bulgare des Sciences, vol. 53, №8, ISSN 1310-1331, pp. 45-48, 2000.
5. Kabakchiev Chr., L. Doukovska, I. Garvanov - Comparative Analysis of Losses of CA CFAR Processors in Pulse Jamming, Cybernetics and Information Technologies, vol. 1, №1, Print ISSN 1311-9702, Online ISSN 1314-4081, pp. 21-35, 2001.
6. Behar V., L. Doukovska, Chr. Kabakchiev - Target Detection and Parameter Estimation using the Hough Transform, Numerical Methods and Applications – NM&A, Springer “Lectures Notes and Computer Science”, LNCS 4310, ISSN 0302-9743, pp. 525-532, 2007.
7. Doukovska L. - Hough Detector with Binary Integration Signal Processor, Comptes rendus de l'Academie bulgare des Sciences, vol. 60, №5, ISSN 1310-1331, pp. 525-533, 2007.

8. Doukovska L. - Moving Target Hough Detector in Pulse Jamming, *Cybernetics and Information Technologies*, vol. 7, №1, Print ISSN 1311-9702, Online ISSN 1314-4081, pp. 67-76, 2007.
9. Doukovska L. - Moving Target Hough Detector in Randomly Arriving Impulse Interference, *Cybernetics and Information Technologies*, vol. 7, №3, Print ISSN 1311-9702, Online ISSN 1314-4081, pp. 55-72, 2007.
10. Doukovska L. - Hough Moving Target Detector with Fixed Threshold, *Comptes rendus de l'Academie bulgare des Sciences*, vol. 61, №11, ISSN 1310-1331, pp. 1459-1466, 2008.
11. Doukovska L., I. Garvanov - Hough Detector Threshold Analysis in Presence of Randomly Arriving Impulse Interference, *Cybernetics and Information Technologies*, vol. 10, №1, Print ISSN 1311-9702, Online ISSN 1314-4081, pp. 37-48, 2010.
12. Doukovska L., D. Angelova - Detection improving techniques for Hough detector in presence of randomly arriving impulse interference, *SPW in Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2010*, Edited by Ryszard S. Romaniuk, Krzysztof S. Kulpa, *Proceedings of SPIE*, Bellingham, WA, USA, vol. 7745, Article CID Number 7745-45, ISSN 0277-786X, ISBN 9780819472358, 2010.
13. Doukovska L. - Detection Censoring Techniques for Hough Radar Detector Analysis, *Comptes rendus de l'Academie bulgare des Sciences*, vol. 63, №8, ISSN 1310-1331, pp. 1201-1210, 2010.
14. Doukovska L. - Adaptive Approach to Hough Radar Detector Analysis, *Comptes rendus de l'Academie bulgare des Sciences*, vol. 63, №11, ISSN 1310-1331, pp. 1643-1650, 2010.
15. Doukovska L. - Constant False Alarm Rate Detectors in Intensive Noise Environment Conditions, *Cybernetics and Information Technologies*, vol. 10, №3, Print ISSN 1311-9702, Online ISSN 1314-4081, pp. 31-48, 2010.
16. Doukovska L. - Alternative Approaches for Target Velocity Estimation using the Hough Transform in MIMO Radar Systems, *Cybernetics and Information Technologies*, vol. 11, №1, Print ISSN 1311-9702, Online ISSN 1314-4081, pp. 45-63, 2011.

17. Doukovska L. - Track-Before-Detect Procedure using Hough Velocity Estimation Technique, Comptes rendus de l'Academie bulgare des Sciences, vol. 68, № 9, ISSN 1310-1331, pp. 1153-1160, 2015.
18. Doukovska L., I. Garvanov, V. Kyovtorov - Comparative Analysis Between Hough Detector and CA CFAR Detector in Conditions of pulse Jamming, Problems of Engineering Cybernetics and Robotics, ISSN 0204-9848, vol. 58, pp. 41-52, 2007.
19. Garvanov I., L. Doukovska, V. Kyovtorov, Chr. Kabakchiev - Comparative Analysis of CFAR Structures for GPS Signals in Conditions of Intensive Urban Pulse Interference, Problems of Engineering Cybernetics and Robotics, ISSN 0204-9848, vol. 60, pp. 34-41, 2009.

Доклади публикувани в трудове на международни конференции

20. Doukovska L. - Hough Detector with One-dimensional CFAR Processors in Randomly Arriving Impulse Interference, Proceedings of the Distributed Computer and Communication Networks, International Workshop, Sofia, Bulgaria, ISBN 978-5-901158-09-8, pp. 241-254, 2006.
21. Behar V., L. Doukovska, Chr. Kabakchiev, H. Rohling - Comparison of Doppler and Hough Target Velocity Estimation Techniques, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'07, Cologne, Germany, ISBN 0885-8985, pp. 157-162, 2007.
22. Kabakchiev Chr., I. Garvanov, L. Doukovska, V. Kyovtorov, H. Rohling - Data Association Algorithm in TBD Multiradar System, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'07, Cologne, Germany, ISBN 0885-8985, pp. 521-525, 2007.
23. Kabakchiev Chr., I. Garvanov, L. Doukovska, V. Kyovtorov - Comparison between two three sensor fusion techniques for target height finding, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'07, Cologne, Germany, ISBN 0885-8985, pp. 809-813, 2007.
24. Kabakchiev Chr., I. Garvanov, L. Doukovska, V. Kyovtorov, H. Rohling - Data Association Algorithm in Multiradar System, Proceedings of the IEEE RadarCon'08, Rome, Italy, ISSN 1097-5659, ISBN 1-4244-1593-X, pp. 1771-1778, 2008.
25. Doukovska L., V. Behar, Chr. Kabakchiev - Hough Detector Analysis by means of Monte Carlo Simulation Approach, Proceedings of the International Radar

- Symposium – IRS'08, Wroclaw, Poland, ISBN 978-83-7207-757-8, pp. 103-106, 2008.
26. Garvanov I., Chr. Kabakchiev, L. Doukovska, V. Kyovtorov, H. Rohling - Improvement in Radar Detection through Window Processing in the Hough Space, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'08, Wroclaw, Poland, ISBN 978-83-7207-757-8, pp. 139-142, 2008.
 27. Kyovtorov V., Chr. Kabakchiev, V. Behar, G. Kuzmanov, I. Garvanov, L. Doukovska - FPGA Implementation of Low-Frequency GPR Signal Algorithm using Frequency Stepped Chirp Signals in the Time Domain, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'08, Wroclaw, Poland, ISBN 978-83-7207-757-8, pp. 297-300, 2008.
 28. Doukovska L., Chr. Kabakchiev, V. Kyovtorov, I. Garvanov - Hough Detector with an OS CFAR Processor in Presence of Randomly Arriving Impulse Interference, Proceedings of the 5-th European Radar Conference – EuRAD'08, Amsterdam, Holland, ISBN 978-2-87487-009-5, pp. 332-335, 2008.
 29. Doukovska L. - Hough Target Detectors with Small Values of SNR, NATO Advanced Study Institute “Unexploded Ordnance Detection and Mitigation”, Il Ciocco, Italy, 2008, (<http://www.prometheus-inc.com/asi/uxo2008/lecturers.html>).
 30. Doukovska L. - Combined Doppler-Hough Method for Velocity Estimation, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'09, Hamburg, Germany, ISBN 0885-8985, pp. 677-682, 2009.
 31. Kabakchiev Chr., Garvanov I., L. Doukovska, V. Kyovtorov - TBD Netted Radar System in Presence of Multi False Alarms, Proceedings of the 6-th European Radar Conference – EuRAD'09, Rome, Italy, ISBN 978-2-87487-014-9, pp. 509-512, 2009.
 32. Doukovska L. - Adaptive Hough Detector Threshold Analysis in Presence of Randomly Arriving Impulse Interference, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'10, Vilnius, Lithuania, pp. 142-147, 2010.
 33. Doukovska L., D. Angelova - Comparative Analysis of Two Techniques for Moving Target Velocity Estimation, Proceedings of the 7-th European Radar Conference – EuRAD'10, Paris, France, ISBN 978-2-87487-014-9, pp. 431-434, 2010.
 34. Doukovska L. - Application of Mathematical Transform in Detection Algorithms, Proceedings of the First International Symposium on Business Modelling and

- Software Design – BMSD'11, Sofia, Bulgaria, ISBN 978-989-8425-68-3, pp. 161-167, 2011.
35. Doukovska L., V. Atanassova - InterCriteria Decision Making Approach in Radar Detection Threshold Analysis, Proc. of the International Conference on Intuitionistic Fuzzy Sets: Theory and Applications (ICIFSTA), Beni Mellal, Morocco, Notes on Intuitionistic Fuzzy Sets (NIFS), ISSN 1310-4926, vol. 21, № 4, pp. 129-135, 2015.
36. Doukovska L. - Conventional Hough Detector in Presence of Randomly Arriving Impulse Interference, Proceedings of the International Radar Symposium – IRS'15, Dresden, Germany, vol. 1, ISBN 978-3-95404-853-3, pp. 487-492, 2015.

Научно-изследователски проекти по темата на дисертационния труд

1. Бехар В. и колектив. Проект по договор И-503/1995, между ФНИ–МОН и ИИТ–БАН, тема: „Паралелни алгоритми за обработка на сигнали и изображения в реално време“, 1995–1998.
2. Дуковска Л. и колектив. Проект по договор МУ-807/1998, между ФНИ–МОН и ИИТ–БАН, тема: „Хох откриватели на движещи се цели“, 1998–2000.
3. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект по договор И-902/1999, между ФНИ–МОН и ИИТ–БАН, тема: „Процесори за стабилизация на честотата на лъжлива тревога“, 2000–2004.
4. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект за научни изследвания по договор ИИТ-010044, в ИИТ–БАН, тема: „Адаптивна пространствено временна обработка на сигнали в реално време“, 2001–2003.
5. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект по договор между МО и БАН, по темите за научни изследвания за 2002 г., тема №20 „Синтезиране на апаратура за откриване на радиолокационни сигнали на фона на силни активни и пасивни смущения“, 2002.
6. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект по договор ТН-1305/2003, между ФНИ–МОН и ИИТ–БАН, тема: „Откриване на сигнали преотразени от подвижни цели на фона на смущения в комуникационни мрежи“, 2003–2006.

7. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект за научни изследвания по договор ИИТ-010059, в ИИТ-БАН, тема: „Откриватели поддържащи постоянна вероятност на лъжлива тревога на фона на комплекс от смущения в комуникационни мрежи“, 2004–2006.
8. Бабалов Ст. и колектив. Проект предложение за високотехнологична модернизация на РЛС-П18 на тема: „Пасивен радарен приемник“, МПС ООД, Електрон, ИИТ-БАН, 2003.
9. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект на тема: „Сигнална обработка за импулсно доплерови радары СТАР 99/04“, МПС ООД, 2004.
10. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект на тема: „Цифров радар“, МПС ООД, 2005.
11. Даскалов Пл. и колектив. Проект ИФ-02-85, на тема: „Радар за подземно сондиране“, Национален иновационен фонд, МПС ООД, ИИТ-БАН и ИПОИ-БАН, 2005–2007.
12. Бехар В. и колектив. Проект по договор МИ-1506/2005, между ФНИ-МОН и ИПОИ-БАН, тема: „Методи и алгоритми за формиране, обработка и анализ на изображения и данни в многосензорни системи“, 2005–2008.
13. Кабакчиев Хр. и колектив. Проект за научни изследвания по договор ИИТ-010089, в ИИТ-БАН, тема: „Приложения на адаптивни откриватели на сигнали“, 2007–2009.
14. Ангелова Г. и колектив. Проект FP7-REGPOT-2012-2013-1, договор 316087, тема: „ASomIn: Съвременните пресмятания в полза на иновацията“, 2012–2016.
15. Атанасов Кр. и колектив. Проект по договор ДФНИ-И-02-5/2014, между ФНИ-МОН, ИБФБМИ-БАН, Университет „Проф. д-р Асен Златаров“, ИИКТ-БАН, тема: „Интеркритериален анализ – нов подход за вземане на решения“, 2014–2017.

БИБЛИОГРАФИЯ

1. Акимов П., Ф., Евстратов, С. Захаров, Обнаружение радиосигналов, Радио и Связи, Москва, 1989.
2. Алексиев К. М., Използване на трансформацията на Хох за откриване на траектории при обработката на радиолокационна информация, Дисертационен труд, БАН, 1997.
3. Бехар В., Алгоритми за анализ на откриватели на радиолокационни сигнали в условия на априорна неопределеност, КЦИИТ, София, 1994.
4. Бюруков М., Непараметрические алгоритмы обнаружения сигналов в импульсных помехах, Изд. МАИ, Москва, 1991.
5. Василева Б., Р. Ламбев, Математическо основи на статистическата радиотехника, Военно издателство, София, 1978.
6. Вентцель Е., Л. Овчаров, Теория случайных процессов и ее инженерные приложения, Высшая школа, Москва, 2000.
7. Вентцель Е., Л. Овчаров, Теория вероятностей и ее инженерные приложения, Высшая школа, Москва, 2000.
8. Гарванов И., Методи и алгоритми за поддържане на постоянна на вероятността за лъжлива тревога в условия на хаотично импулсни смущения, дисертация за присъждане на научна степен “доктор”, научна специалност “Информатика”, ИИТ-БАН, 2003.
9. Гарванов И., Автоматизирани системи за откриване на подвижни цели и праволинейни траектории, дисертация за присъждане на научна степен “доктор на науките”, научна специалност “Автоматизирани системи за обработка на информация и управление”, УниБИТ – София, стр.1-277, 2013.
10. Гарванов И., Откриване на подвижни цели и траектории, За буквите – О писменехъ, 12/2013, ISBN 978-954-2946-90-8, София, 2013.

11. Гарванов И., Методи и алгоритми за откриване на цели, Авангард Прима, 05/2014, ISBN 978-619-160-317-6, София, 2014.
12. Добрев Д., Радиолокационни и радионавигационни устройства, ДИ Техника, София, 1983.
13. Дуковска Л., Хох трансформация в алгоритмите за поддържане на постоянна вероятност на лъжлива тревога в условията на случайно появяващи се импулсни смущения, дисертация за присъждане на научна степен “доктор”, научна специалност “Информатика”, ИИТ-БАН, 2006.
14. Кабакчиев Хр., Методи и алгоритми за откриване на радиолокационни сигнали при различен обем на параметрична априорна информация за статистическите характеристики на сигнала и смущението, КЦИИТ, София, 1992.
15. Корн Г., Т. Корн, Справочник по математике – для научных работников и инженеров, Наука, Москва, 1977.
16. Леонов А., Н. Васенев, Ю. Гайдуков и др., Моделирование в радиолокации, Советское радио, Москва, 1979.
17. Максимов М., М. Бобнев и др., Защита от радио помех, Советское радио, Москва, 1976.
18. Палий И., Радиоэлектронная борьба, Военное издательство МО, Москва, 1981.
19. Сосулин Ю., Теоретические основы радиолокации и радионавигации, Москва, Радио и связь, 1992.
20. Сосулин Ю., К. Гаврилов, К-этапно обнаружение сигналов, сп. Радиотехника и Электроника, том 43, №7, стр. 837-850, 1998.
21. Сосулин Ю., К. Гаврилов, К-этапно обнаружение сигналов с постоянным уровнем ложных тревог при параметрической неопределенности, сп. Радиотехника и Электроника, том 46, №7, стр. 839-848, 2001.
22. Сосулин Ю., К. Гаврилов, К-этапно обнаружение сигналов с постоянным уровнем ложных тревог в условиях хеоднородных помех, сп. Радиотехника и Электроника, том 47, №7, стр. 841-851, 2002.
23. Тихонов В., Статистическа радиотехника, Москва, Радио и связь, 1982.
24. Тихонов В., Оптимальные прием сигналов, Москва, Радио и связь, 1983.
25. Харкевич А., Борьба с помехами, Государственное изд., Москва, 1963.

26. Abatzoglou T. J., G. O. Gheen, Range, radial velocity and acceleration MLE using radar LFM pulse train, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 34, № 4, pp. 1070-1083, 1998.
27. Alexiev K., Tz. Semerdjiev, Hough Transform Track Detection Algorithm Using Sequential Analysis, The International Symposium on Theoretical Electrical Engineering, Thessaloniki, Greece, pp. 406-409, 1995.
28. Alexiev K., Implementation of Hough Transform as Track Detector, Proc. of the International Conf. On Multisource - Multisensor Information Fusion, FUSION'2000, ThC4-11-ThC4-16, 2000.
29. Alexiev K., L. Bojilov, A Hough Transform Track Initiation Algorithm for Multiple Passive Sensors, Proc. of the International Conf. On Multisource - Multisensor Information Fusion, FUSION'2000, pp. TuB2-11-TuB2-16, 2000.
30. Alexiev K., Hough Transform Implementation for Outliner Elimination, Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci., vol. 54, №7, pp. 23-28, 2001.
31. Alexiev K., Multiple Target Tracking Using Hough Transform PMHT Algorithm, Proc. of the First International IEEE Symposium on Intelligent systems, Varna, Bulgaria, vol. 1, pp. 227-232, 2002.
32. Al-Hussaini E., B. Ibrahim, Comparison of Adaptive Cell-Averaging Detectors for Multiple Target Situations, IEE Proc., vol. 133, № 3, pp. 217-223, 1986.
33. Amirmehrabi H., R. Vishwanathan, A New Distributed Constant False Alarm Rate Detector, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 33, № 1, pp. 85-97, 1997.
34. Anastassopoulos V., G. Lampropoulos, A New and Robust CFAR Detection Algorithm, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 28, № 2, pp. 370-382, 1992.
35. Anastassopoulos V., G. Lampropoulos, Optimal CFAR Detection in Weibull Clutter, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 31, № 1, pp. 52-63, 1995.
36. Atanassov Kr., Index Matrices: Towards an Augmented Matrix Calculus, Series Studies in Computational Intelligence, vol. 573, eBook ISBN 978-3-319-10945-9,

- Hardcover ISBN 978-3-319-10944-2, Series ISSN 1860-949X, Number of Pages XII, 110, Springer International Publishing, Cham, Switzerland, 2014.
37. Ballard D. H., Generalizing the Hough transform to detect arbitrary shapes, *Pattern Recognition* 13, pp. 111-122, 1981.
 38. Barboj W., E. Lomes, E. Perkalski, Cell-Averaging CFAR for multiple target situations, *IEE Proc.*, vol. 133, № 2, pp. 176-186, 1986.
 39. Barkat M., K. Varshney, Decentralized CFAR signal detection, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 25, № 1, pp. 141-149, 1989.
 40. Barkat M., R. Varshney, Adaptive cell averaging CFAR detection in distributed sensor networks, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 27, № 3 May, pp. 424-429, 1991.
 41. Barkat M., S. Himonas, P. Varshney, CFAR detection for multiple target situations, *IEE Proc.*, vol. 136, № 5, pp. 193-209, 1989.
 42. Barton D., *Modern Radar System Analysis*, Artech House, 1988.
 43. Behar V., CA CFAR radar signal detection in pulse jamming, *Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci.*, vol. 49 (7-8), pp. 57-60, 1996.
 44. Behar V., Chr. Kabakchiev, Excision CFAR binary integration processors, *Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci.*, vol. 49, № 11, pp. 73-76, 1996.
 45. Behar V., B. Vassileva, Chr. Kabakchiev, Adaptive Hough detector with binary integration in pulse jamming, *Proc. of ECCTD'97*, Budapest, pp. 885-889, 1997.
 46. Behar V., Chr. Kabakchiev, Hough detector with adaptive non-coherent integration for target detection in pulse jamming, *Proc. of the 5th IEEE - ISSSTA'98*, SA, pp. 1003-1007, 1998.
 47. Bird J., Calculating detection probabilities for systems employing non coherent integration, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 18, № 4, pp. 401-409, 1982.
 48. Bird J., Calculating the performance of linear and square-law detectors, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 31, № 1, pp. 39-51, 1995.

49. Blum R., J. Qiao, Threshold optimization for distributed order-statistic CFAR signal detector, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 32, № 1, pp. 368-377, 1996.
50. Carlson B. D., E. D. Evans, S. L. Wilson, Search radar detection and track with the Hough transform, Part I: System concept, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (AES)*, vol. 30, № 1, pp. 102-108, 1994.
51. Carlson B. D., E. D. Evans, S. L. Wilson, Search radar detection and track with the Hough transform, Part II: Detection Statistics, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (AES)*, vol. 30, № 1, pp. 109-115, 1994.
52. Carlson B. D., E. D. Evans, S. L. Wilson, Search radar detection and track with the Hough transform, Part III: Detection Performance with Binary Integration, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (AES)*, vol. 30, № 1, pp. 116-124, 1994.
53. Caspers J. M., Bistatic and Multistatic Radar, chapter 36 in *Radar Handbook*, editor M. I. Skolnik, McGraw-Hill Book Company, New York, 1970.
54. Chen B., G. Liu, S. Zhang, Method of Altitude measurement based on Beam Split in Multi-antenna VHF Radar, *Proc. of the International Conference on Radar'04*, Toulouse, France, CD-10P-LFR-251, 2004.
55. Chernyak V., Effective simplified decentralized target detection in multisensor system, *Fusion 2000, Proc. of the Third International Conference on Information Fusion*, vol. 2, pp. 10-13, 2000.
56. Chernyak V., *Fundamentals of Multisite Radar System*, Gordon and Breach Science Publishers, 1998.
57. Conte E., M. Longo, M. Lops, Analysis of the excision CFAR detector in the presence of fluctuating targets, *IEE Proc.*, vol. 136, № 6, pp. 290-292, 1989.
58. Conte E., A. Maio, C. Galdi, Signal detection in compound Gaussian noise: Neyman-Pearson and CFAR detectors, *IEEE Transactions on Signal Processing (SP)*, vol. 48, № 2, pp. 419-427, 2000.
59. Conte E., A. Maio, G. Ricci, Covariance matrix estimation for compound Gaussian clutter, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 38, № 2, pp. 415-426, 2002.

60. Conte E., A. Maio, G. Ricci, CFAR detection of distributed targets in non-Gaussian disturbance, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 38, № 2, pp. 612-621, 2002.
61. Conte E., A. Maio, G. Ricci, Recursive estimation of the covariance matrix of compound Gaussian process and Its application to adaptive CFAR detection, *IEEE Transactions on Signal Processing (SP)*, vol. 50, № 8, pp. 1908-1915, 2002.
62. Conte E., A. Maio, C. Galdi, CFAR detection of multidimensional signals: An invariant approach, *IEEE Transactions on Signal Processing (SP)*, vol. 51, № 1, pp.142-151, 2003.
63. Conte E., A. Maio, Exploiting per symmetry for CFAR detection in compound Gaussian clutter, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 39, № 2, pp. 719-724, 2003.
64. Daembkes H., Status and Trend in Radar Systems, *Proc. of the International Radar Symposium – IRS'09, Hamburg, Germany, ISBN 0885-8985*, pp. 27-32, 2009.
65. Derham T., K. Woodbridge, H. Griffiths, C. Baker, The design and development of an experimental netted radar system, *Proc. of the Radar'03*, pp. 293-298, 2003.
66. Di Franco J., W. Rubin, *Radar Detection*, Artech House, USA, 1980.
67. Dillard G., Mean-level detection of non-fluctuating signals, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 10, № 6, pp. 795-799, 1974.
68. Dixon D. S., H. El Gindy, High speed parameterisable Hough transform using reconfigurable hardware, *Pan-Sydney Area Workshop on Visual Information Processing*, vol. 11, Sydney, Australia, 2002.
69. Duda R. O., P. E. Hart, Use of the Hough transforms to detect lines and curves in pictures, *Communications of the ACM*, vol. 15, pp. 11-15, 1972.
70. Ecabert O., J. Ph. Thiran, Adaptive Hough transform for the detection on natural shapes under weak affine transformations, *Pattern Recognition Letters*, vol. 25, Elsevier Science, pp. 1411-1419, 2004.
71. Ender J., Extending from a Pure Military Focus to Broad Civilian Applications, *Proc. of the International Radar Symposium – IRS'09, Hamburg, Germany, ISBN 0885-8985*, pp. 21-26, 2009.

72. Ender J., A Brief Review of Compressive Sensing Applied to Radar, Proc. of the International Radar Symposium – IRS'13, Dresden, Germany, vol. 1, ISBN 978-3-95404-223-4, pp. 3-16, 2013.
73. Ender J., St. Bruggenwirth, Cognitive Radar - Enabling Techniques for Next Generation Radar Systems, Proc. of the International Radar Symposium – IRS'15, Dresden, Germany, ISBN 978-3-95404-853-3, vol. 1, pp. 3-12, 2015.
74. Finn H., R. Johnson, Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter estimation, RCA Review, vol. 29, № 3, pp. 412-464, 1968.
75. Finn H., R. Johnson, Fluctuating target detection in clutter using slid lobe-blanking logic, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 7, № 1, pp. 147-159, 1971.
76. Gandhi P., S. Kassam, Analysis of CFAR processors in non-homogeneous background, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 24, № 4, pp. 427-444, 1988.
77. Gandhi P., Data quantization effects in CFAR signal detection, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 32, № 4, pp. 1277-1289, 1996.
78. Gerlach K., Spatially distributed target detection in non-Gaussian clutter, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 35, № 3, pp. 926-934, 1999.
79. Goldman H., I. Bar-David, Analysis and application of the excision CFAR detector, IEE Proc., vol. 135, № 6, pp. 563-575, 1988.
80. Goldman H., Performance of the excision CFAR detector in the presence of interferers, IEE Proc., vol. 137, № 3, pp. 163-171, 1990.
81. Goldstein J., I. Reed, P. Zulch, Multistage partially adaptive STAP CFAR detection algorithm, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 35, № 2, pp. 645-661, 1999.
82. Gowda Ch., R. Vishwanathan, Performance of distributed CFAR test under various clutter amplitudes, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 35, № 4, pp. 1410-1419, 1999.

83. Griffiths H., From a Different Perspective: Principles, Practice and Potential of Bistatics Radar, Proc. of the Radar'03, pp. 1-7, 2003.
84. Grishin Y., E. Swiercz, D. Janczak, Using the Hough Transform as a Track Initiator in a TBD System, Proc. of the IRS'04, Warszawa, Poland, pp. 291-296, 2004.
85. Guan J., Y. Peng, Y. He, Three Types of Distributed CFAR Detection Based on Local Test Statistic, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 38, pp.278-288, 2002.
86. Haala N., J. Bohm, A multi-sensor system for positioning in urban environments, Elsevier Science, ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, vol. 58, pp. 31-42, 2003.
87. Han D., Detection performance of CFAR detectors based on orders statistics for partially correlated chi-square targets, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 36, № 4, pp. 1423-1429, 2000.
88. Hansard M., S. Lee, O. Choi, Time-of-Flight Cameras: Principles, Methods and Applications, Springer briefs in computer science, Book, ISSN 2191-5768, ISBN 978-1-4471-4657-5, Springer, 2013.
89. Hansen K., J. D. Andersen, Understanding the Hough transform: Hough cell support and its utilization, Journal IVC, vol. 15, pp. 205-218, 1997.
90. Hansen V., H. Ward, Detection performance of the cell averaging LOG/CFAR receiver, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 8, № 5, pp. 648-652, 1972.
91. Hansen V., J. Sawyers, Delectability loss due to “greatest of” selection in a cell averaging CFAR, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 16, № 1, pp. 115-118, 1980.
92. Hatam M., A. Sheikhi, M. Masnadi-Shirazi, Target detection in pulse-train MIMO radars applying ica algorithms, Progress In Electromagnetic Research, vol. 122, pp. 413-435, 2012.
93. Heenan A., R. Hazelden, M. Thompson, A. Buchanan, Rain detection apparatus and method – Google, PATENT № US 8,180,099 B2, May 2012.

94. Hendon E., I. Reed, A new CFAR side lobe canceller algorithm for radar, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 26, № 5, pp. 792-803, 1990.
95. Himonas S., CFAR integration processors in randomly arriving impulse interference, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 30, № 3, pp. 809-816, 1994.
96. Himonas S., M. Barkat, Adaptive CFAR detection in partially correlated clutter, IEE Proc., vol. 137, № 5, pp. 387-394, 1990.
97. Himonas S., M. Barkat, Automatic censored CFAR detection for non-homogeneous environments, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 28, № 1, pp. 286-304, 1992.
98. Holpp W., Pirkel M., From Research to Application: How Phased Array Radars Conquered the Real World, Proc. of the International Radar Symposium – IRS'13, Dresden, Germany, vol. 1, ISBN 978-3-95404-223-4, pp. 17-22, 2013.
99. Holpp W., R. Speck, H. Daembkes, 60 Years of Radar Technology in Ulm, Airbus Defence and Space GmbH, Ulm, 2014.
100. Holpp W., Bil R., Naval Radar Trends: A Look Back – A Look Forward, Proc. of the International Radar Symposium – IRS'15, Dresden, Germany, ISBN 978-3-95404-853-3, vol. 1, pp. 13-19, 2015.
101. Hou X., N. Morinada, T. Namekawa, Direct evaluation of radar detection probabilities, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 23, № 4, pp. 418-423, 1987.
102. Hough P.V.C., Method and means for recognizing complex patterns, US Patent - 3,069,654, 18.XI.1962.
103. Hwang J., A. Ritcey, Systolic architectures for radar CFAR detectors, IEEE Transactions on Signal Processing (SP), vol. 39, № 10, pp. 2286-2295, 1991.
104. Javadi M., Ebrahimi M., Fast Width Detection in Corridor Using Hough Transform, I.J. Image, Graphics and Signal Processing, № 12, pp. 50-56, 2012.
105. Javadi M., M. Hannan, S. Samad, A. Hussain, A Robust Vision-based Lane Boundaries Detection Approach for Intelligent Vehicles, Information Technology Journal, ISSN 1812-5638, 2012.

106. Jian G., M. Wei, Y. He, Distributed CFAR detection with multisensor using local multilevel quantization based on rank, Proc. of the IEEE Radar Conference - Radar'03, pp.127-129, 2003.
107. Johnson D. H., Application of the Hough transform to Doppler-time image processing, ICASSR, vol. 2928, pp. 1212-1215, 1988.
108. Kabakchiev Chr., V. Behar, CFAR radar image detection in pulse jamming, Proc. of the 4th IEEE ISSSTA'96, Mainz, Germany, pp. 182-185, 1996.
109. Kabakchiev Chr., V. Behar, Techniques for CFAR radar image detection in pulse jamming, Proc. of the 26th ECM, Prague, CZ Republic, pp. 347-351, 1996.
110. Khalighi M., M. Bastani, Adaptive CFAR Processor for Nonhomogeneous Environments, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 36, № 3, pp. 889-897, 2000.
111. Leavers V. F., Statistical properties of the hybrid Radon-Fourier technique, BMVC, 2000.
112. Levanon N., Detection loss due to interfering targets in ordered statistics CFAR, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 24, № 6, pp. 678-681, 1988.
113. Levanon N., M. Shor, Order statistics CFAR for Weibull background, IEE Proc., vol. 137, № 3, pp. 157-162, 1990.
114. Marano S., M. Longo, Performance of decentralized L - CFAR in inhomogeneous background, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 36, № 4, pp. 1414-1423, 2000.
115. Mashade M., Performance analysis of the excision CFAR detection techniques with contaminated reference channels, Elsevier, Signal Processing, vol. 60, pp. 213-234, 1997.
116. Mathur A., P. Willett, Local SNR considerations in decentralized CFAR detection, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 34, № 1, pp. 13-22, 1998.
117. McLane P., P. Witteke, C. Ips, Threshold control for automatic detection in radar systems, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 18, № 2, pp. 242-248, 1982.

118. Moore J., N. Lawrence, Comparison of two CFAR methods used with square-law detection of Swerling I targets, Proc. of the IEEE Radar Conference – Radar-2000, pp. 403-409, 2000.
119. Nagle D., J. Sanite, Performance analysis of linearly combined order statistic CFAR detectors, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 31, № 2, pp. 522-533, 1995.
120. Nash J. M., J. N. Carter, M. S. Nixon, Dynamic feature extraction via the velocity Hough transform, Pattern Recognition Letters, vol. 18, Elsevier Science, pp. 1035-1047, 1997.
121. Nattkemper T. W., Schubert W., Hermann T., Ritter H., A hybrid system for cell detection in digital micrographs, Proc. of the Biomedical Engineering, ACTA Press, vol. 415, 2004.
122. Nitzberg R., Constant false alarm rate signal processors for several types of interference, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 8, № 1, pp. 27-34, 1972.
123. Nitzberg R., Constant false alarm rate processors for locally non-stationary clutter, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 9, № 3, pp. 399-405, 1973.
124. Nitzber R., Adaptive Signal Processing for Radar, Artech House, USA, 1992.
125. Nofele F., A new philosophy in CFAR target detection, Proc. IRS-2003, Germany, pp. 389-394, 2003.
126. Obi S., M. Sano et al., Study on detection of Man-made phenomena appearing on the sea surface in SAR images: Detection of ship wakes using Hough transformation, Technical report of IEICE, SANE2001-102, 2001.
127. Obi S., M. Murata, M. Sekine, Study on detection of ship wakes in SAR images: Applying Hough transformation to the circularized images, Technical report of IEICE, SANE2002-42, 2002.
128. Obi S., M. Murata, Study on detection of information on the sea surface in SAR imagery, NEC Journal of Advanced Technology, Special Issue on Active and Passive Sensors for Remote Sensing, vol. 44, № 2, 2003.

129. O’Gorman F., M. B. Clowes, Finding picture edges through collinearity of feature points, *IEEE Transactions on Computers (C)*, vol. 25, № 4, pp. 449-456, 1976.
130. Okamoto Y., I. Matsunami, A. Kajiwara, Pedestrian and Two wheeler Detection Using Ultra-Wideband Vehicular Radar, *Proc. of the IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*, vol. 2, pp. 1762-1766, 2012.
131. Pace P. L. Taylor, False alarm analysis of the envelope detection GO - CFAR processor, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 30, № 3, pp. 848-864, 1994.
132. Prastitis L., On adaptive censored CFAR detection, PhD Thesis, New Jersey Institute of Technology, 1993.
133. Pulsone N., R. Raghavan, Analysis of an adaptive CFAR detector in non-Gaussian interference, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 35, № 3, pp. 903-916, 1999.
134. Raghavan R., H. Qui, J. McLaughlin, CFAR detection in clutter with unknown correlation properties, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 31, № 2, pp. 647-657, 1995.
135. Reed I., Y. Gau, A fast CFAR detection STAP algorithm, *IEEE Transactions on Signal Processing (SP)*, vol. 47, № 4, pp. 1151-1154, 1999.
136. Rickard J., G. Dillard, Adaptive detection algorithms for multiple target situations, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 13, № 4, pp. 338-343, 1977.
137. Rifkin R., Analyses of CFAR performance in Weibull clutter, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 30, № 2, pp. 315-328, 1994.
138. Rohling H., Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situation, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 19, № 4, pp. 608-621, 1983.
139. Rohling H., 25 years research in range CFAR techniques, *Proc. of the International Radar Symposium - IRS’03, Germany*, pp. 363-368, 2003.
140. Shakar R., N. Asokan, A parallel implementation of the Hough transform method to detect lines and curves in pictures, *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES)*, vol. 1, pp. 321-324, 1990.

141. Shapiro V., V. Ivanov, Real-time Hough/Radon transform: algorithm and architectures, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 3, pp. 630-634, 1994.
142. Semerjiev E., K. Alexiev, L. Bojilov, Multiple Sensor Data Association Algorithm Using Hough Transform for Track Initiation, Proc. of Conf. On Multisource - Multisensor Information Fusion, Las Vegas, vol. II, pp. 980-985, 1998.
143. Smith M., P. Varshney, Intelligent CFAR Processor Based on Data Variability, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 36, № 3, pp. 837-847, 2000.
144. Sosulin Y., K-stage radar CFAR detection, Proc. of the IEEE Radar Conference - Radar-2000, pp. 375-380, 2000.
145. Trunk G., Radar resolution of targets using automatic detection, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 14, № 5, pp. 750-755, 1978.
146. Tsakalides P., F. Trinci, C. Nikias, Performance assessment of CFAR processors in Pearson distributed clutter, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 36, № 4, pp. 1377-1386, 2000.
147. Ulrich M., C. Steger, A. Baumgartner, H. Ebner, Real-time object recognition using a modified generalized Hough transform, Technical Report, PF-2001-01, Technische Universitat Munchen, 2001.
148. Uner M., P. Varshney, Distributed CFAR detection in homogeneous and non-homogeneous backgrounds, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 32, № 1, pp. 84-97, 1996.
149. van Ginkel M., C. Hendriks, L. van Vliet, A short introduction to the Radon and Hough transforms and how they relate to each other, The Quantitative Imaging Group Technical Report Series, QI-01-2004.
150. Vassileva B., Chr. Kabakchiev, Pulse jamming out of matched filter for a complex signal, Compt. Rend. Acad. Bulg. Sci., vol. 49, № 5, pp. 59-62, 1996.
151. Watts S., The performance of cell averaging CFAR system in sea clutter, Proc. of the IEEE Radar Conference – Radar-2000, pp. 398-403, 2000.

152. Weiss M., Analysis of some modified cell averaging CFAR processors in multiple target situation, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 18, № 1, pp. 102-114, 1982.
153. Yang C., M. Lu, Parallel Hough transform for image processing on a mesh of trees architecture, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems (AES), vol. 2, pp. 1109-1112, 1993.
154. Yao J. Gall, L. van Gool, A Hough transform-based voting framework for action recognition, Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), IEEE Proc., pp. 2061-2068, 2010.
155. Yeung A., N. Barnes, Active Monocular Fixation Using the Log-Polar Sensor, Proc. of the ARAA'2003, Brisbane, Australia, pp. 1-8, 2003.
156. Yvert M., A first test of a sine – Hough method for the detection of pulsars in binary systems using the E4 Vigro engineering run data, 5th Edoardo Amadi Conference on Gravitational Waves, Tirrenia (Pisa), Italia, pp. 6-11, 2003.
157. Zeng J., Xiang L., Fast Hough transform algorithm for radar detection, Proc. of the 2nd International Conference on Industrial Mechatronics and Automation – ICIMA'10, ISBN 978-1-4244-7653-4, pp. 207-210, 2010.
158. Zhang M., W. Luo, G. Luo, C. Wang, H. Yin, Composite Scattering of Ship on Sea Surface with Breaking Waves, Progress In Electromagnetic Research, vol. 123, pp. 263-277, 2012.
159. <http://ifigenia.org/wiki/Project:InterCriteria>
160. www.autex.spb.ru
161. www.elsevier.com
162. www.iee.org
163. www.ieee.org
164. www.primagraphics.net
165. www.radar.narod.ru
166. www.radarworks.com
167. www.radar-pinrl.navy.mil
168. www.sensorsportal.com
169. www.siteseer.com
170. www.springer.de

ОСНОВНИ ОЗНАЧЕНИЯ И СЪКРАЩЕНИЯ

РЛС	радиолокационна станция
АСОРЛИ	автоматизирани системи за обработка на радиолокационна информация
ХИС	хаотично импулсни смущения
ПЧЛТ	постоянна честота на лъжлива тревога
Кв. Д.	квадратичен детектор
Б. П.	буферна памет
МГФ	моментно генерираща функция
INR	<i>interference to noise ratio</i> – отношение „смущение/шум“
SNR	<i>signal to noise ratio</i> – отношение „сигнал/шум“
Hough	Хох
(<i>r-t</i>)	„ <i>range – time</i> “
CFAR	constant false alarm rate
BI	binary integration
PI	postdetection integration
EXC	excision
API	adaptive postdetection integration
ADT	average detection threshold
$F_1(x)$	функция на разпределение на обвиващата на шума
$F_2(x)$	функция на разпределение на обвиващата на шум и импулсно смущение
$F_3(x)$	функция на разпределение на обвиващата на шум и две импулсни смущения
$F_p(x)$	функция на разпределение на Поасонов поток
$F_B(x)$	функция на разпределение на биномен поток
$f_1(x)$	плътност на разпределение на обвиващата на шума
$f_2(x)$	плътност на разпределение на обвиващата на шум и импулсно смущение

$f_3(x)$	плътност на разпределение на обвиващата на шум и две импулсни смущения
$f_P(x)$	плътност на разпределение на Поасонов поток
$f_B(x)$	плътност на разпределение на биномен поток
λ_0	средноквадратична стойност на шума
λ_1	средноквадратична стойност на импулсните смущения
r_j	отношение „смущение/шум“
Δt	интервал на разрешение на радара по време (далечина)
T_j	среден период на повторение на хаотично импулсните смущения
F_j	средна честота на повторение на хаотично импулсните смущения
τ	продължителност на импулса на смущението
e_0	вероятност за поява на хаотично импулсно смущение при Поасонов поток
e	вероятност за поява на хаотично импулсно смущение при биномен поток
s	средна мощност на отношението „сигнал/шум“
N	брой клетки в обучаващ прозорец по разстояние
L	броя клетки по азимут
M	бинарен праг
V	оценка на мощността на смущението в обучаващия прозорец
q	оценка на мощността на смущението в тествания прозорец
T	скаларен фактор
T_M	бинарно решаващо правило в Хох параметричното пространство
H_0	хипотеза за отсъствие на сигнал
H_1	хипотеза за наличие на сигнал
H_D	праг на ПЧЛТ откривател
P_D	вероятност на правилно откриване
P_{FA}	вероятност на лъжлива тревога
$M_V(.)$	моментно генерираща функция