

БЪЛГАРСКА АКАДЕМИЯ НА НАУКИТЕ

Институт по Информационни Технологии

н.с. II ст. Иван Ганчев Гарванов

**МЕТОДИ И АЛГОРИТМИ ЗА ПОДДЪРЖАНЕ НА ПОСТОЯННА
ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯТА НА ХАОТИЧНО
ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ**

ДИСЕРТАЦИЯ

За присъждане на образователна и научна степен
“ДОКТОР”

по научната специалност 01.01.12. “Информатика”

Научен ръководител

ст.н.с. I-ва ст. д.н. Христо Августов Кабакчиев

София

2003

СЪДЪРЖАНИЕ

Съдържание	2
Основни означения и съкращения	6
Увод	8

Първа глава: Обзор и анализ на методите и алгоритмите поддържащи

постоянна честота на лъжлива тревога	11
1.1. Място и роля на алгоритмите поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога в първичен радар	11
1.1.1. Обработка на радиолокационна информация в първичен радар	11
1.1.2. Основни структурни схеми на автоматични откриватели в съвременни първични радари	13
1.2. Анализ на устройства поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога	16
1.2.1. Формиране на обучаващ прозорец в ПЧЛТ откривател	16
1.2.2. Формиране на прага на откриване в ПЧЛТ откривател	18
1.2.3. Откриване на единичен импулс в ПЧЛТ откривател	18
1.3. Модели на пакети радиолокационни сигнали отразени от цели	19
1.4. Модели на смущения в ПЧЛТ откриватели	21
1.5. Вероятностни характеристики на осредняващ ПЧЛТ откривател	24
1.6. Определяне на ефективността на ПЧЛТ алгоритми	26
1.6.1. Конвенционален метод	26
1.6.2. Среден праг на откриване	27
1.7. Обзор на методите и алгоритмите поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога	27
1.8. Хипотези и задачи на дисертационния труд	33
1.9. Изводи	35

Втора глава: Едноканални откриватели поддържащи

постоянна честота на лъжлива тревога в условия на хаотично импулсни смущения	36
2.1. Модели на смущения и радиолокационни сигнали използвани в дисертационният труд	36
2.1.1. Модел на шум и хаотично импулсни смущения	36

2.1.2. Модел на радиолокационни сигнали, шум и хаотично импулсни смущения	40
2.1.3. Прилики и разлики между Поасонов и биномен модел на хаотично импулсни смущения	43
2.2. Едноканален ПЧЛТ процесор с осредняване в условия на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения	47
2.2.1. Вероятностни характеристики на осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения	50
2.2.1.1. Вероятност на правилно откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на хаотично импулсни смущения	52
2.2.1.2. Вероятност на лъжлива тревога на осредняващ ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на хаотично импулсни смущения	54
2.2.2. Среден праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ процесор	55
2.2.3. Загуби на осредняващ ПЧЛТ откривател в условия на Поасонов модел на ХИС, спрямо оптималният откривател	57
2.2.3.1. Загуби, получени посредством вероятностните характеристики на ПЧЛТ откривателя	57
2.2.3.2 Загуби получени посредством израза за среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател	59
2.2.3.3. Сравнителен анализ по загуби на осредняващ ПЧЛТ откривател	62
2.2.4. Сравнителен анализ на средният праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател	63
2.3. ПЧЛТ процесор с осредняване в условията на биомно разпределени хаотично импулсни смущения	65
2.3.1. Вероятностни характеристики на осредняващ ПЧЛТ откривател	65
2.3.2. Среден праг на откриване (ADT) на осредняващ ПЧЛТ процесор в условия на биомно разпределени хаотично импулсни смущения	68
2.3.3. Сравнителен анализ на среден праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател в условия на биомен модел на ХИС	69
2.3.4. Сравнителен анализ по среден праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател работещ в Поасонов или биомен поток на хаотично импулсни смущения	71
2.3.5. Чувствителност на ПЧЛТ към промяна на закона на разпределение	74
2.4. Цензуриращ ПЧЛТ процесор в условия на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения	77

2.4.1. Алгоритъм на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател	77
2.4.2. Вероятностни характеристики на цензуриращ ПЧЛТ откривател	78
2.4.2.1. Вероятност на правилно откриване	81
2.4.2.2. Вероятност на лъжлива тревога	82
2.4.3. Избор на цензуриращ праг на цензуриращ ПЧЛТ откривател	83
2.4.4. Среден праг на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател	84
2.4.5. Загуби на цензуриращ ПЧЛТ откривател спрямо оптималният откривател	87
2.4.5.1. Загуби получени чрез вероятностни характеристики на откривателя	87
2.4.5.2. Загуби получени чрез Монте Карло симулация на моделиран цензуриращ ПЧЛТ откривател	88
2.4.5.3. Загуби получени чрез аналитична ADT зависимост	
2.5. Сравнителен анализ по загуби между цензуриращ ПЧЛТ откривател и осредняващ ПЧЛТ откривател в условие на Поасоново разпределен ХИС	89
2.6. Изводи	92

Трета глава: Двумерни откриватели поддържащи

постоянна честота на лъжлива тревога в условия на хаотично импулсни смущения.....	93
3.1. Алгоритъм и принцип на работа на бинарен ПЧЛТ процесор	93
3.1.1. Вероятностни характеристики на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения	96
3.1.1.1. Избор на бинарен праг на CFAR BI откривател	98
3.1.1.2. Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения	99
3.1.2. Вероятностни характеристики на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на биномен поток от хаотично импулсни смущения	101
3.1.2.1. Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на биномен поток на хаотично импулсни смущения	102
3.1.3. Среден праг на откриване на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на ХИС	104
3.2. Цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор	108
3.2.1. Вероятностни характеристики на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения	109
3.2.1.1. Вероятност на правилно откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения	110

3.2.2. Среден праг на откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател в условия на ХИС	113
3.3. ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване на сигнала	116
3.3.1. Вероятностни характеристики на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала в условията на Пуассоново разпределени хаотично импулсни смущения	117
3.3.2. Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала	121
3.3.3. Вероятностни характеристики на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала в условията на биномно разпределени хаотично импулсни смущения	122
3.3.4. Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала в условия на биномен поток на ХИС	126
3.4. ПЧЛТ процесор с некохерентно натрупване на сигнала и адаптивно цензуриране на ХИС в двата прозореца.....	128
3.4.1. Изследване на цензуриращия алгоритъм	130
3.4.2. Вероятностни характеристики на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнали в условия на хаотично импулсни смущения	134
3.4.3. Среден праг на откриване на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала	137
3.5. Сравнителен анализ по среден праг на откриване на изследваните в дисертацията ПЧЛТ откриватели в условия на хаотично импулсни смущения	142
3.6. Изводи	145
Научни и научно-приложни приноси в дисертационния труд	146
Публикации по дисертацията	148
Литература	149
Приложение 1	158
Приложение 2	165
Приложение 3	167

ОСНОВНИ ОЗНАЧЕНИЯ И СЪКРАЩЕНИЯ

РЛС	радиолокационна станция
АСОРЛИ	автоматизирани системи за обработка на радиолокационна информация
УМЧ	умножител на честота
ХИС	хаотично импулсни смущения
ПЧЛТ	постоянна честота на лъжлива тревога
Кв. Д.	квадратичен детектор
Б.П.	буферна памет
МГФ	моментно генерираща функция
INR	interference to noise ratio - отношение смущение шум
SNR	signal to noise ratio - отношение сигнал шум
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
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

Разработването на нови високо ефективни алгоритми за откриване на радиолокационни сигнали, отразени от цели на фона на активни и пасивни хаотично импулсни смущения, които да притежават оптимални характеристики и да са реализуеми за работа в реално време е един актуален научен проблем. Актуалността на проблема се обуславя от съвременните тенденции в проектирането на високо ефективни и напълно автоматизирани системи за обработка на радиолокационна 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 оптимални изчислителни архитектури при реализация на високо ефективни, но сложни алгоритми за обработка на радиолокационна информация. Съвременните алгоритми за обработка на радиолокационна информация изискват обработка на големи потоци данни в реално време, използвайки цялата достъпна информация за шумовата обстановка и наблюдаваните цели.

Проблемът за откриването на радиолокационни сигнали, отразени от цели на фона на смущения се решава по различни начини. Класическият откривател на цели, използва фиксиран праг за прагова обработка на сигнала преди или след некохерентното натрупване. При наличие на интензивни хаотично импулсни смущения, на изхода на класическия откривател се получават голям брой лъжливи тревоги, което води до срыв на съпровождането на целта. За да се осигури необходимото ниво на лъжлива тревога, може да се увеличи фиксирания праг, но това води до намаляването на вероятността за правилно откриване на целта.

В настоящата дисертация се използват алгоритми поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога (ПЧЛТ откриватели) за откриване на радиолокационни сигнали. Този вид откриватели използват адаптивен праг, зависещ от нивото на смущението около тестваната клетка, при откриването на сигнала. Прага на откривателя гарантира поддържането на постоянна вероятността на лъжлива тревога. Бързото развитие на ПЧЛТ алгоритмите 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 съвременните класически подходи в задачите за откриване.

Появата на несинхронни (случайни) хаотично импулсни смущения (ХИС) с голяма интензивност, както по средна мощност, така и по честота на повторение на входа на ПЧЛТ откривател, води до драстично влошаване на откриваемостта на полезният сигнал. Тези смущения са нееднородни и нестационарни и се предизвикват най-често от действието на други съседни радари, от различни радио електронни устройства или специално се организират от противника. Този вид смущения, при екстремни параметри е слабо изследван. Този проблем определя и актуалността на работата.

Целта на настоящата дисертация е да се изследват известни методи и алгоритми поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога в условия на особено интензивни хаотично импулсни смущения, и да се предложи ефективен алгоритъм за откриване на цели. В процеса на работа, в дисертацията ще се решат следните конкретни задачи:

- получаване на нови оригинални резултати за качеството на известни ПЧЛТ откриватели в условия на бимоделен или Поасонов модел на хаотично импулсни смущения;
- изследване на чувствителността на ПЧЛТ алгоритмите, към промяната на параметрите на хаотично импулсните смущения;
- оценяване на ефективността на ПЧЛТ откривателите в условия на хаотично импулсни смущения, посредством вероятностните им характеристики и средният им праг на откриване;
- избор на най-ефективен алгоритъм за откриване на радиолокационни цели на фона на ХИС в зависимост от избраните критерии за качество;
- алгоритмична програмна реализация на изследваните ПЧЛТ откриватели в средата на MATLAB.

Съдържанието на дисертацията е оформено в три глави.

В първа глава е направен обзор и анализ на описаните в литературата откриватели поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога. Формулирана е задача за откриване на радиолокационни сигнали на фона на хаотично импулсни смущения.

Втора глава е посветена на изследването на два вида ПЧЛТ откриватели на единични импулси в условия на интензивен поток от хаотично импулсни смущения. Аналитично са изведени средните прагове на откриване на изследваните откриватели.

В трета глава са изследвани ПЧЛТ откриватели на пакети радиолокационни сигнали. Аналитично са изведени вероятностните характеристики на два от ПЧЛТ откривателите в условията на бимоделен поток от хаотично импулсни смущения.

Методологията на изследванията в дисертацията включват използването на числен и симулационен подход. Численият подход е използван при оценка на ефективността на ПЧЛТ 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 моделирани ПЧЛТ откриватели в условията на ХИС.

Реализираните алгоритми са оформени като пакет програми на MATLAB.

Получените резултати са публикувани в 3 статии в списания, 2 в доклади на международни конференции в чужбина, 1 в международна конференция у нас, 2 в младежка научна конференция и 3 работни статии към Институт по Информационни Технологии.

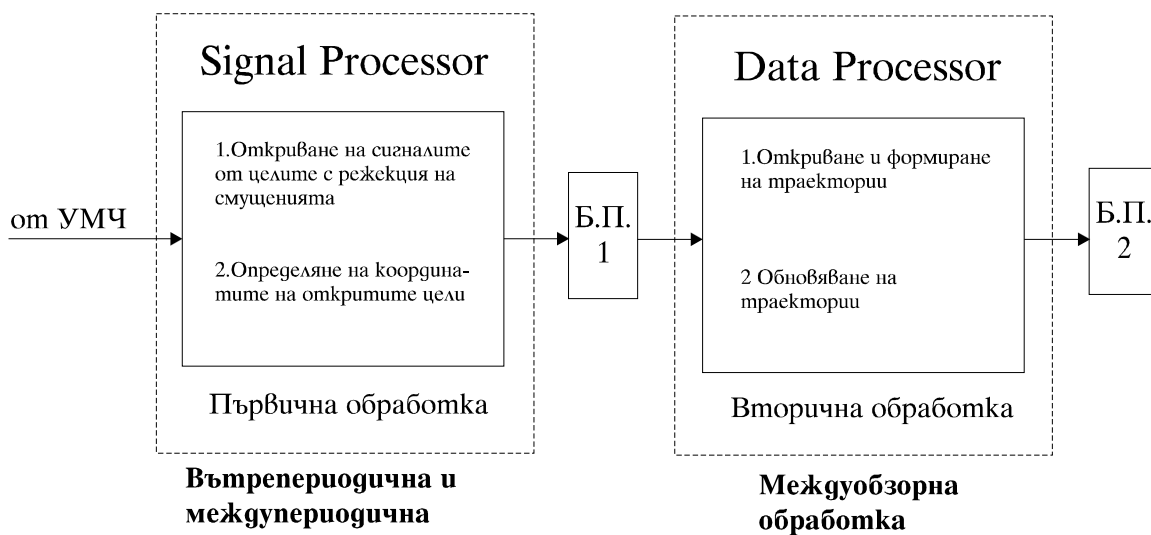
ПЪРВА ГЛАВА

ОБЗОР И АНАЛИЗ НА МЕТОДИТЕ И АЛГОРИТМИТЕ ПОДДЪРЖАЩИ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА

1.1. МЯСТО И РОЛЯ НА АЛГОРИТМИТЕ ПОДДЪРЖАЩИ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В ПЪРВИЧЕН РАДАР

1.1.1. Обработка на радиолокационна информация в първичен радар

Класическите автоматизирани системи за обработка на радиолокационна информация АСОРЛИ в радиолокационните системи РЛС се състоят функционално от два основни модула [8, 9, 16, 32, 51, 104]: първична и вторична обработка (фиг.1.1).



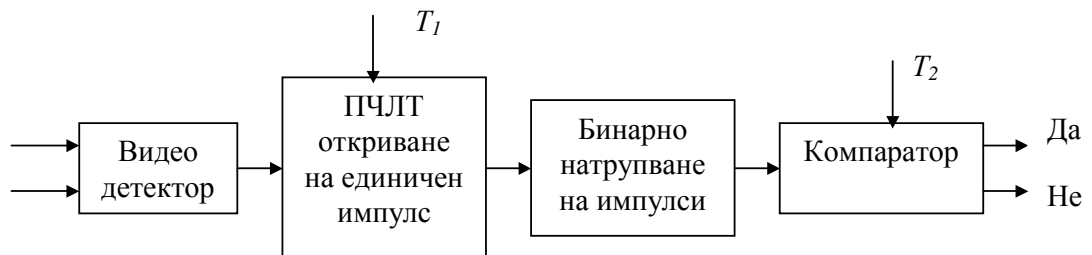
Фиг. 1.1 Структурна схема на обработка на РЛ информация

Непосредствено след приемния тракт на РЛС (след УМЧ) в сигналния процесор се извършва откриване на сигнали от целите на фона на РЛ смущения и се извършва оценка на координатите им. Координатите на всички открити цели постъпват на входа на изчислителния блок на вторичната обработка. Там координатите на откритите цели използват за откриване и оценяване на траекториите им, изчисляване параметрите на траекториите, а също така и за изглаждане и екстраполиране на координатите на целите по обработваните траектории.

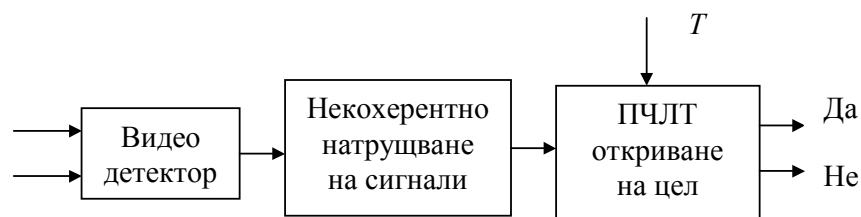
Устройството за първична обработка на радиолокационната информация представлява сигнален процесор, който изпълнява следните функции:

1. Отстраняване или подтискане на смущенията, откриване и отделяне на полезния сигнал, отразен от целите с вероятност не по-малка от зададената величина;
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 обработка 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 сигнали. За да се открие наличието на отразен от целите сигнал в сигналния процесор се извършва сумиране на сигнала в течение на някакво време.

Съществуват два основни подхода при натрупване на сигнала в сигналния процесор: *бинарно натрупване* и *некохерентно натрупване* [16, 20, 21]. При бинарното натрупване на сигнала (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" (фиг.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.



Фиг. 1.2 Бинарно натрупване на сигнали



Фиг.1.3 Некохерентно натрупване на сигнали

При некохерентното натрупване (некохерентни откриватели) на сигнала най-напред се извършва сумиране на амплитудите (мощността) на всички постъпили на входа на откривателя импулси (фиг.1.3). Натрупаната сумарна амплитуда се сравнява с праг T ,

зависещ от зададен критерий за откриване. Обикновено се използва критерият на Нейман-Пирсон, 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.

Процесът на вторична обработка на радиолокационната информация се разделя на два етапа: откриване траекторията на целта и съпровождане на целите [32]. Откриването на траекторията на целта в процеса на вторичната обработка може да се осъществи визуално (от оператора) или автоматично (от изчислително устройство). Съпровождането на целите се състои 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 се променят съществено.

1.1.2. Основни структурни схеми на автоматични откриватели в съвременни първични радары

Основна задача на сигналния процесор е да се открие целта в зоната на обзора и да се определят координатите и. Тъй като откриването на целите се извършва на фона на смущения с неизвестни статистически свойства, структурата на откривателите се адаптира към промяна на определени статистически параметри на смущението. Повечето от откривателите в съвременните първични радары се проектират при предположение, че смущението е Гаусово с известни или неизвестни корелационни свойства и неизвестна интензивност [16].

На фиг.1.4, 1.5 и 1.6 са представени основни структурни схеми на сигнални процесори за откриване на радиолокационни цели на фона на Гаусово (или не Гаусово) некорелирано смущение с неизвестна интензивност. Съгласно тези структурни схеми, входът на откривателя е видеосигнал, получен на изхода на линеен (амплитуден), квадратичен или логаритмичен детектор. Цифровата обработка на сигнала се извършва за всеки елемент на разрешение по разстояние (в паралел или последователно) и включва следните етапи:

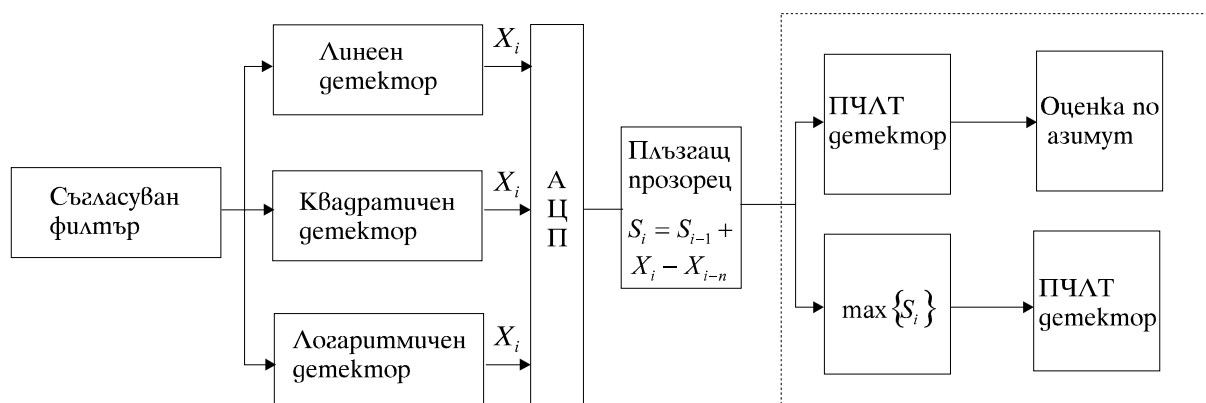
- некохерентно натрупване;
- прагова обработка на сигнала с адаптация към нивото на смущение (ПЧЛТ - схеми);

- определяне на координатите на целите.

На фиг.1.4 е представен най-разпространения откривател с некохерентно натрупване, известен като "плъзящ прозорец" (Moving window) по амплитудите на импулсите. За всеки елемент на разрешение по разстояние се формира сума

$$S_i = \begin{cases} S_{i-1} + X_i - X_{i-n}, & \text{след линеен детектор} \\ S_{i-1} + X_i^2 - X_{i-n}^2, & \text{след квадратичен детектор} \end{cases} \quad (1.1)$$

Оценката на азимута на целта се осъществява или по $\{ \max S_i \}_n$ или като средна точка между първото и последното пресичане на S_i на определен праг. Главният недостатък на този тип откриватели е, че за всеки елемент на разрешение по разстояние е необходимо да се помнят последните "n" импулси, което при големи размери на пакета импулси води до големи изисквания към паметта на процесора.



Фиг.1.4 Принципна схема на откривател с некохерентно натрупване на сигнал

На фиг.1.5 е представен откривател с бинарно натрупване на сигнала. При него, за всеки импулс от един елемент на разрешение по разстояние се извършва бинарно квантуване,

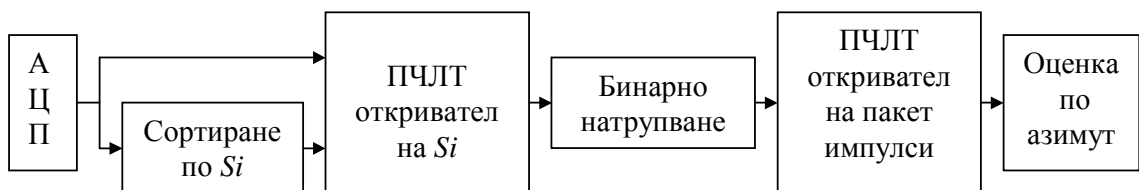
$$r_i = \begin{cases} 1, & S_i \text{ или } \text{rank}(S_i) \geq T_1 \\ 0, & S_i \text{ или } \text{rank}(S_i) < T_1 \end{cases} \quad (1.2)$$

където $\text{rank}(S_i)$ е ранг на S_i в обучаваща извадка на сигнала в прозореца по разстояние. След бинарно натрупване, съгласно фиг.1.5, се използват различни алгоритми на бинарно натрупване, например:

- а/ бинарно натрупване в плъзящ прозорец по импулсите;
- б/ алгоритъм "К от М".

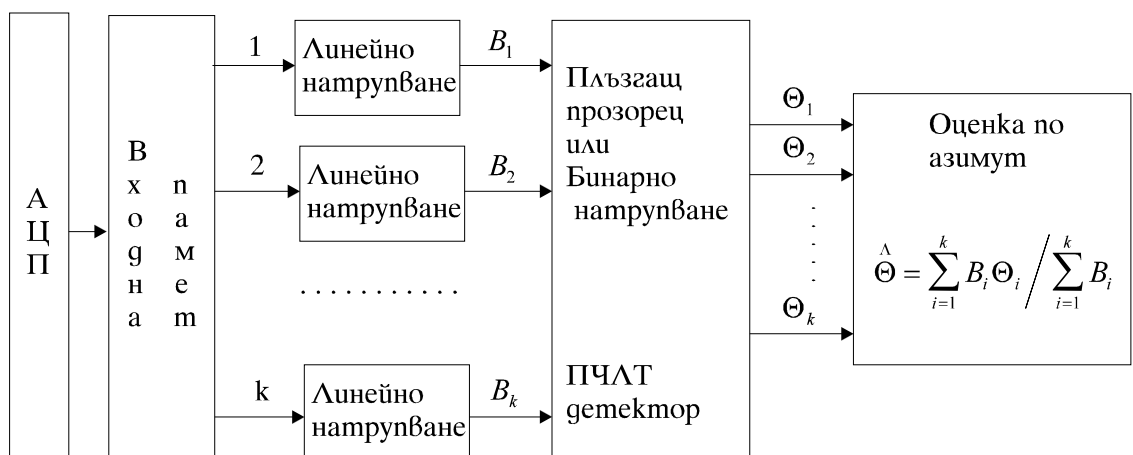
След праговата обработка се оценява азимута на целта. За азимут се приема средата на открития пакет импулси. Има няколко причини за широко използване на тази схема на откривателя:

- 1/ лесна практическа реализуемост;
- 2/ не е чувствителен към поява на импулсни смущения, които създават проблеми на интегратори, работещи директно с амплитудата на сигнала;
- 3/ изключително добре работи, когато плътността на разпределение на смущението не е Релеево.



Фиг.1.5 Принципна схема на откривател с бинарно натрупване на сигнал

Batch-процесор (пакет-процесори) е комбинация между an integrator-and-dump и binary integrator (би могло също да се използва "moving window" вместо бинарно натрупване). Този тип процесори се използва при големи размери на пакета от импулси от точкови цели (фиг.1.6), на фигурата θ_i е азимут, съответстващ на центъра на batch-пакета импулси.



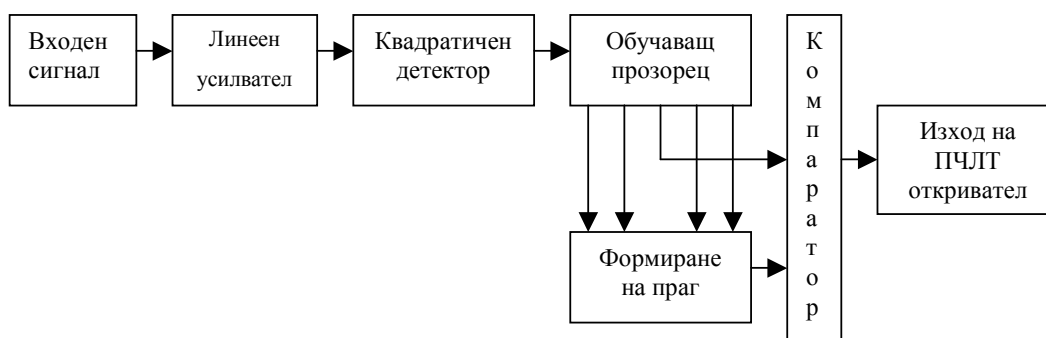
Фиг. 1.6 Принципна схема на Batch-процесор

При наличие на смущения, използването на фиксиран праг за прагова обработка на сигнала преди или след некохерентното натрупване, води до голям брой лъжливи тревоги и дори до срыв на съпровождането на целта. За да се постигне необходимото ниво на лъжлива тревога, може да се увеличи фиксирания праг, но това може да доведе до пропускане на цели. *Това противоречие се преодолява чрез използване на ПЧЛТ алгоритми, стабилизиращи честотата на лъжливи тревоги при откриване на единични или пакети импулси на зададено ниво.*

1.2. АНАЛИЗ НА УСТРОЙСТВА ПОДДЪРЖАЩИ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА

В съвременните радары, пространството на наблюдение на радара се разделя на елементи на разрешение “далечина-азимут-ъгъл на място” [32, 51, 104]. 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. Обработката на информационния масив се извършва с помощта на адаптивни откриватели, поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога (фиг. 1.7).

След съгласуваща филтрация, полезния сигнал минава през квадратичен детектор на изхода на който се получава обвиващата на сигнала. Дискретните стойности на обвиващата образуват информационния масив.

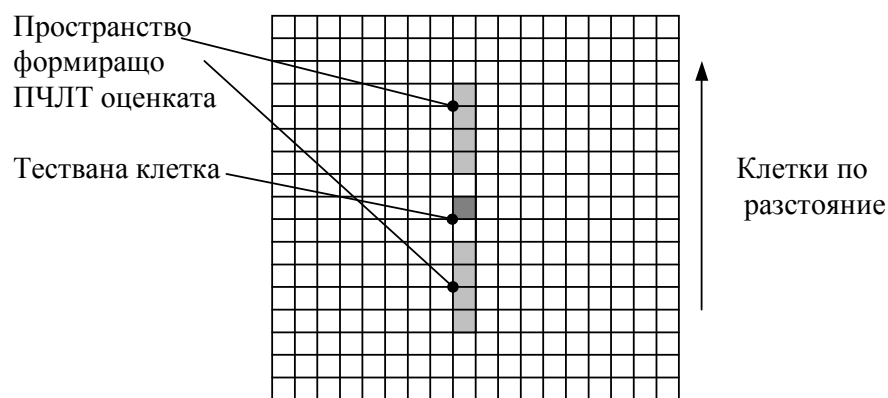


Фиг. 1.7 Обща структура на ПЧЛТ - откривател

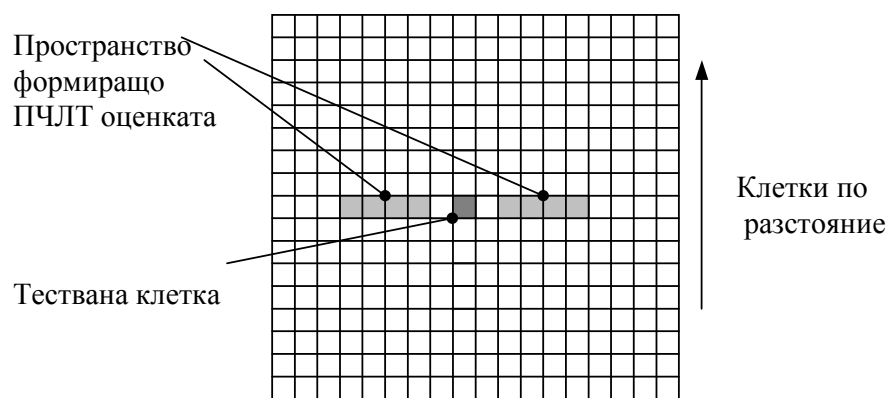
На фиг.1.7 е показана обща структура на ПЧЛТ-откривател, където обучаващата извадка се формира от елементи на разрешение по разстояние [104].

1.2.1. Формиране на обучаващ прозорец в ПЧЛТ откривател

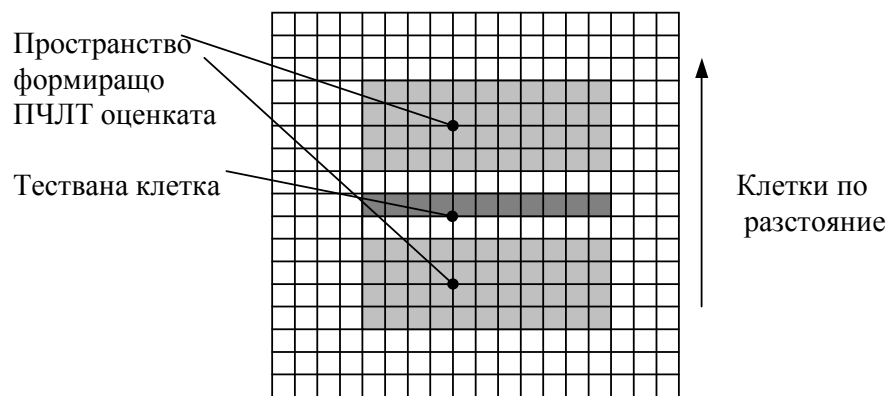
Използват се основно три начина за формиране на обучаващия прозорец: по разстояние, по азимут, по разстояние и азимут [32]. Обучаващия прозорец се формира по разстояние, когато смущението е адитивна смес от вътрешен шум на приемника и активно смущение с постоянна мощност.



Клетки по азимут
а) Обучаващ прозорец по разстояние



Клетки по азимут
б) Обучаващ прозорец по азимут



Клетки по азимут
с) Обучаващ прозорец по разстояние и азимут

Фиг. 1.8 Обучаващи прозорци на ПЧЛТ - откривател

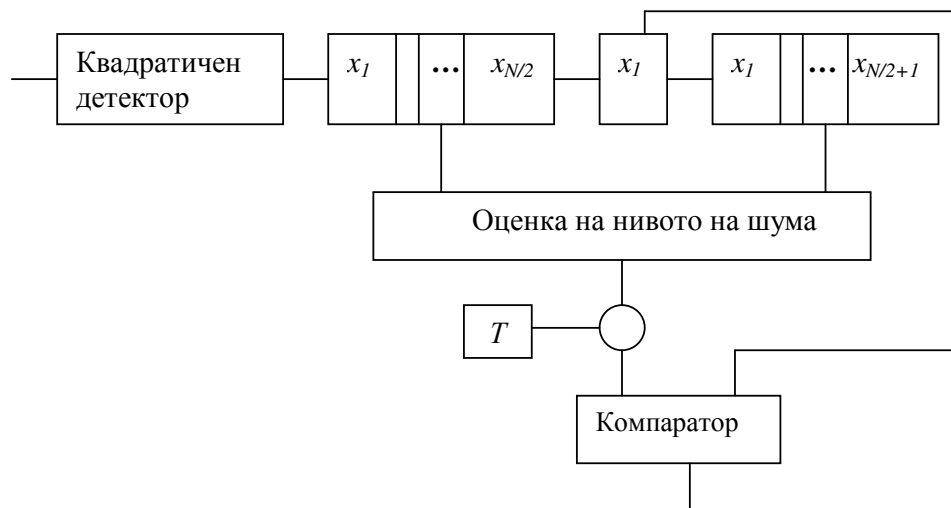
Използването на прозорец по разстояние (фиг. 1.8 а) е по-малко ефективно при мощни пасивни смущения, когато интензивността им се променя съществено в сравнително неголям диапазон на разстояние.

Вторият начин на формиране на извадката е "пълзящ прозорец" по азимут (фиг. 1.8 б). Този начин е неефективен при активни смущения, съществено зависими от промяната на азимута.

Третият начин е комбинация на първите два, т.е. формиране на двумерни обучаващи прозорци "разстояние-азимут" (фиг. 1.8 с) или "разстояние-доплеров канал". Като цяло няма общо решение относно избора на типа на обучаващия прозорец. Тази задача се решава индивидуално за всеки отделен случай.

1.2.2. Формиране на прага на откриване в ПЧЛТ откривател

Прага за откриване H_D се формира на базата на текущо оценяване на нивото на смущението в обучаващата извадка (фиг. 1.9), като получената оценка на мощността на смущението V се умножава по предварително определен скаларен фактор T [32].



Фиг. 1.9 Блокова схема на осредняващ ПЧЛТ процесор (CA CFAR)

Скаларният фактор T е функция на вероятността на лъжлива тревога, дължина на обучаващия прозорец и от средата в която работи откривателя.

1.2.3. Откриване на единичен импулс в ПЧЛТ откривател

Откриването на полезния сигнал отразен от целта в ПЧЛТ устройството става след сравняването на тестваният елемент x_0 с прага на откриване H_D (фиг. 1.9) [32].

$$H_D = VT \quad (1.3)$$

където T е скаларен фактор поддържащ вероятността на лъжлива тревога постоянна, а V е оценката на нивото на шума, която се получава като сума от амплитудите на всички N елемента в обучаващия прозорец.

$$V = \sum_{i=1}^N x_i \quad (1.4)$$

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

$$\begin{cases} H_1 \text{ (има сигнал): ако } x_0 \geq H_D \\ H_0 \text{ (няма сигнал): ако } x_0 < H_D \end{cases} \quad (1.5)$$

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

1.3. МОДЕЛИ НА ПАКЕТИ РАДИОЛОКАЦИОННИ СИГНАЛИ ОТРАЗЕНИ ОТ ЦЕЛИ

В радиолокацията, при обзорните РЛС, откриването на целите се извършва след няколко последователни наблюдения на целта. Ехо сигнала постъпващ на входа на приемника е различен в зависимост от скоростта на движение на целта, което съответства на флукутацията на целта [51, 109]. Съществуват няколко базисни приближения, които се прилагат за откриване на пакет от флукутиращи некохерентни импулсни сигнали. Когато ехо сигнала от радарната цел се състои от няколко относително силни постоянни отражения (блестящи точки), то амплитудата и фазата на съставния ехо сигнал са зависими от пространственото ориентиране на целта.

В литература се разглеждат два случая за ориентация на целта [104]:

1/ Ориентацията на радиолокационната цел се променя бавно във времето спрямо последователността от сондиращите импулси. Това резултира в сравнително не изкривен 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 тази ехо амплитуда и начална 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 резултира 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 тя би могло 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 флуктуациите са с Релеева плътност на разпределение. Пример за такова разпределение е отражението от самолет или дъжд. В практиката съществува и друг случай, при които 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. Разпределението на Релей е специален случай на хи квадрат разпределението в две степени на свобода.

Сверлинг (Swerling) разглежда четири случая, различаващи се по характера на флуктуация на сигнала и от направеното предположение за вероятностните свойства на плътността на разпределение на отразения ехо сигнал [51, 78, 104].

Модел Сверлинг I, описва цел с Релеево флукуиращ некохерентен импулсен ехо сигнал от сканиране до сканиране (бавно флукуираща цел). Този модел приема, че амплитудата на импулсната последователност е случайно променящ се сигнал с Релеево разпределение. Началните фази на всички импулси се допуска да бъдат статистически независими, случайно променящи се с еднакво вероятно разпределение. Плътностната функция на разпределение в този случай се дава с израза [51]:

$$f(x|H_i) = \begin{cases} \frac{1}{\lambda_0(1+s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s)}\right) & H_1 \\ \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) & H_0 \end{cases} \quad (1.6)$$

където λ_0 е средната мощност на шума на приемника, s е отношението сигнал/шум.

Модел Сверлинг II, описва цел с Релеево флукуиращ некохерентен импулсен ехо сигнал от импулс до импулс (бързо флукуираща цел). Сверлинг II се различава от Сверлинг I с това, че амплитудата на всички импулси при едно сканиране са статистически независими и случайно променящи се с Релеево разпределение. Началните фази на всички импулси в реда се приемат отново да бъдат независими с еднаква вероятностна плътност. Функция на разпределение е както в (1.6), но флуктуациите са независими от импулс до импулс.

Модел Сверлинг III, описва цел с хи квадрат флукуиращ 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 израза:

$$f(x|H_i) = \begin{cases} \frac{4x}{(\lambda_0(1+s))^2} \exp\left(\frac{-2x}{\lambda_0(1+s)}\right) & H_1 \\ \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) & H_0 \end{cases} \quad (1.7)$$

Модел Сверлинг 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 (1.7), но флукутиациите са независими от импулс до импулс.

Модели Сверлинг I и II се описват с Релеево разпределение, а модели Сверлинг III и IV с хи квадрат разпределение. 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.

Плътноста на разпределение за тези четири модела на целта в най-общ вид се задават като [78]:

$$f(x) = \frac{1}{\Gamma(K)} (K/\sigma_{av})^K x^{K-1} \exp(-Kx/\sigma_{av}), \quad x > 0 \quad (1.8)$$

където x е отношението сигнал/шум за единичен импулс на входа на откривателя, σ_{av} е средната стойност на x , $K > 0$ е флукутиращ параметър, заемащ стойности $K = 1, 2, 2L$ и $K = \infty$, съответстващи на модели на целта Сверлинг I, II, III, IV и нефлукутираща цел, L е броя 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 (самолет) с Релеева плътност на разпределение.

1.4. МОДЕЛИ НА СМУЩЕНИЯ В ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛИ

Структурата на ПЧЛТ - устройство се определя от априорна информация относно вида на смущението. Широко разпространение са получили следните модели на смущението в границите на обучаващия прозорец.

Модел 1. Еднородни и стационарни смущения. Този модел описва класическа радиолокационна обстановка със стационарен шум в обучаващия прозорец [51, 109, 121]. При използването на този модел са интересни две радиолокационни ситуации:

а) Цел в тествания елемент на разрешение и еднородно стационарно смущение в обучаващия прозорец.

б) Еднороден стационарен шум както в тествания елемент на разрешение, така и в обучаващия прозорец.

И в двата случая дискретните стойности на смущението $X_1...X_N$ са статистически независими и еднакво разпределени случайни величини. Дискретната стойност на сигнала в тествания елемент е случайна величина X_0 (характеризира се с наличие на полезен сигнал – H_1 , или отсъствие на полезен сигнал – H_0) е статистически независима от $X_1...X_N$ и има същата плътност на разпределение.

Модел 2. Нееднородни по мощност смущения в обучаващия прозорец (изблици на смущение). Този модел описва радиолокационна обстановка в преходна област между области с различна интензивност на смущения [27, 44-49, 59, 61, 84, 109, 121, 129, 135]. Типичен пример за такава радиолокационна обстановка е периферията на различни хидрометеорити. Моделът на смущението включва две области: област с интензивно смущение и област с фонов шум (фиг. 1.4 а, б). По отношение на смущението се разделят на следните две ситуации:

а) Амплитудите на смущението в съседни елементи на разрешение са статистически независими и са разпределени по Релей.

б) Амплитудата на смущението е постоянна величина във всички елементи от обучаващия прозорец.



Фиг. 1.10 Модел на мощността на смущението когато в тестваната клетка няма смущение а), и когато има смущение б)

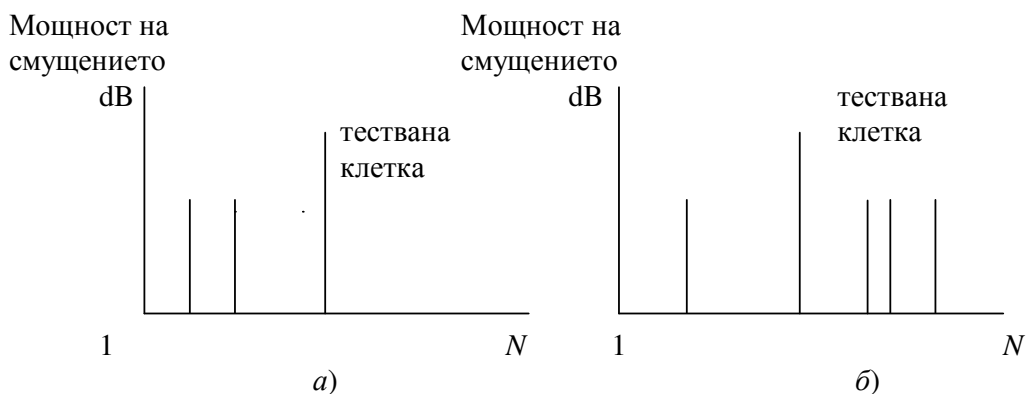
Реалното смущение представлява случай, междинен между описаните по горе, т.е. амплитудите са случайни Релееви с определена взаимна корелация.

На фиг. 1.10 а, б са показани две ситуации при които m клетки от обучаващият прозорец са запълнени със смущение с по-голяма мощност от фоновия шум. На фиг. 1.10 а

тестваната клетка се намира извън областта със смущение, а на фиг. 1.10 б е в областта със смущение. Съществува и ситуация, когато тестваната клетка е на границата между смущението с висока мощност и фоновия шум.

Модел 3. *Еднородно стационарно смущение с наличие на пречещи цели в обучаващия прозорец.* Моделът описва ситуация, която често възниква в обработка на радиолокационни сигнали, когато две или повече цели са близко разположени по дистанция [23, 28, 31, 50, 109]. В този случай се появява нежелателен ефект при радиолокационната обработка на сигналите - маскиране на близко разположени цели. Обработката на сигналите в този случай предполага откриване на сигналите от две или повече полезни цели на фона на еднородни стационарни смущения. Ехо сигналите от получените цели се откриват на фона на адитивен шум и не са случайни.

Модел 4. *Импулсни смущения в обучаващия прозорец.* Този модел е предназначен за описание на радиолокационна обстановка в област с наличие на импулсни смущения [25, 33-39, 75, 81, 82, 107, 109, 121]. Типичен пример за такава радиолокационна обстановка е съвместната работа на радари и други радиоелектронни устройства. 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.

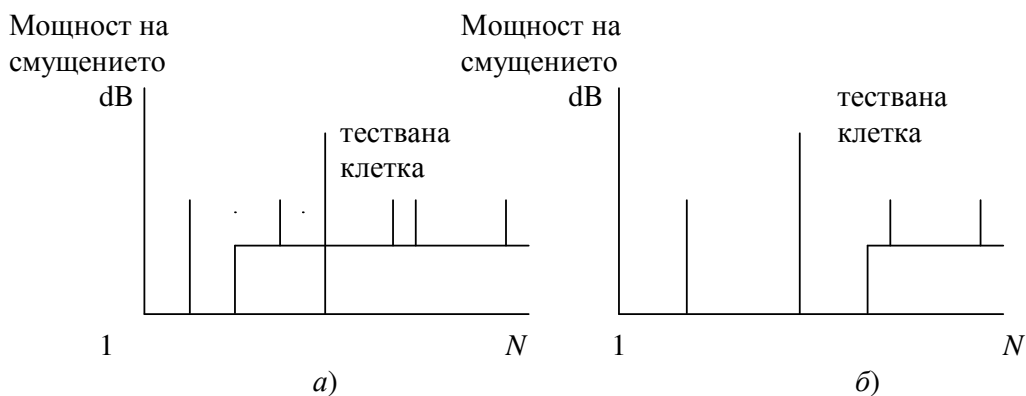


Фиг. 1.11 Модел на импулсни смущения в обучаващия прозорец

Голямата мощност на импулсните смущения 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. 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. Този модел е много близък на модел 3, но тук смущенията са нееднородни и нестационарни, също така броят им е по-голям. Този случай обобщава в себе си модел 3.

На фиг. 1.11 са показани две ситуации, при които импулсните смущения се намират в едната половина на обучаващия прозорец, и когато те са и от двете страни на тестваната клетка.

Модел 5. Неоднородни по мощност смущения в обучаващия прозорец и наличие на импулсни смущения. Този модел описва най-сложния случай на радиолокационна обстановка, като той е съчетание на модели 2 и 4 [42, 107, 109]. Типичен пример за този модел е показан на фиг. 1.12.



Фиг. 1.12 Модел на неоднородни по мощност смущения и наличие на импулсни смущения в обучаващия прозорец

1.5. ВЕРОЯТНОСТНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ

Съгласно решаващо правило (1.5), вероятността за правилно откриване P_D на единичен импулс на фона на еднородни и стационарни смущения (Модел 1), е вероятността, че е открит сигнал при условие, че той съществува [2, 5, 10, 15, 33, 104, 109]. Тя се определя като:

$$P_D = P(x_0 > TV | H_1) = \int_0^{\infty} f_V(V) dV \int_{TV}^{\infty} f(x_0/H_1) dx_0 \quad (1.9)$$

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 на лъжлива тревога се определя както (1.9) но при полагане на отношението сигнал/шум равно на нула $s = 0$.

$$P_{FA} = P(x_0 > TV | H_0) = \int_0^{\infty} f_V(V) dV \int_{TV}^{\infty} f(x_0/H_0) dx_0 \quad (1.10)$$

С други думи, вероятността на лъжлива тревога може да се определи, като математическото очакване, че е открит сигнал, при условие, че той не съществува [58, 109].

$$P_{FA} = E_V \{P(x_0 > TV|H_0)\} \quad (1.11)$$

Това може да бъде записано и като:

$$P_{FA} = E_V \left\{ \int_{TV}^{\infty} \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x_0}{\lambda_0}\right) dx_0 \right\} = E_V \left\{ \exp\left(\frac{-TV}{\lambda_0}\right) \right\} = M_V\left(\frac{T}{\lambda_0}\right) \quad (1.12)$$

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

По аналогичен начин вероятността на правилно откриване се дава с израза:

$$P_D = E_V \{P(x_0 > TV|H_1)\} \quad (1.13)$$

При наличие на полезен сигнал, и при хипотезата H_1 , средната мощност на сигнала ще бъде $\lambda_0(1+s)$. В този случай, вероятността на правилно откриване за случай Сверлинг II се получава като заместим λ_0 с $\lambda_0(1+s)$ в (1.12).

$$P_D = M_V\left(\frac{T}{\lambda_0(1+s)}\right) \quad (1.14)$$

Случайните променливи x_i (елементите на обучаващия прозорец) са независими и МГФ на тяхната сума V е продукт на МГФ от x_i . Моментно генериращата функция на оценката V е [33]:

$$M_V(U) = M_x^N(U) \quad (1.15)$$

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 [11]:

$$M_x(U) = \int_0^{\infty} \exp(-Ux) f(x) dx \quad (1.16)$$

Замествайки вероятностната функция на разпределение $f(x)$ от (1.6) в (1.16) за МГФ на случайната променлива се получава:

$$M_x(U) = \frac{1}{1+U\lambda_0} \quad (1.17)$$

Моментно генериращата функция на оценката V (1.15) на осредняващ ПЧЛТ процесор е:

$$M_V(U) = \frac{1}{(1+\lambda_0 U)^N} \quad (1.18)$$

Вероятността на правилно откриване на цел от вида Сверлинг II на осредняващият ПЧЛТ откривател се получава от (1.14) и (1.18) [109].

$$P_D = \left[1 + \frac{T}{1+s} \right]^{-N} \quad (1.19)$$

Замествайки в (1.19) отношението сигнал/шум с нула ($s=0$), се получава вероятността на лъжлива тревога.

$$P_{FA} = [1+T]^{-N} \quad (1.20)$$

Скаларният фактор T се изчислява от уравнение (1.20).

$$T = (P_{FA})^{-1/N} - 1 \quad (1.21)$$

Когато клетките в обучаващия прозорец са голям брой и клонят към безкрайност ($N \rightarrow \infty$), тогава вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога се доближават до случая на идеален откривател (с фиксиран праг) [109].

$$P_D = \lim_{N \rightarrow \infty} \left[1 + \frac{T}{1+s} \right]^{-N} = \exp\left(-\frac{T}{1+s}\right) \quad (1.22)$$

$$P_{FA} = \lim_{N \rightarrow \infty} [1+T]^{-N} = \exp(-T) \quad (1.23)$$

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

ПЧЛТ откривателят, постига желана вероятност на лъжлива тревога и висока вероятност на правилно откриване в условията на хомогенна среда. Това е така когато клетките на разрешение на радара съдържат само идентично разпределен и статистически независим шум [109]. В реална радиолокационна обстановка, шумът не е хомогенен.

1.6. ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА ПЧЛТ АЛГОРИТМИ

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

1.6.1. Конвенционален метод. Пресмятат се загубите в отношението “сигнал/шум”, спрямо оптимален алгоритъм, синтезиран при априорно известна интензивност на смущението (в условията на бял Гаусов шум) [51, 58, 109]. Загубите се пресмятат като

$$\Delta S_{[dB]} = S_{CFAR[dB]} - S_{opt[dB]}, \text{ при } P_D^{CFAR} = P_D^{opt} \quad (1.24)$$

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

1.6.2. Среден праг на откриване (Average Decision Threshold). Алтернативен на горния метод е използването на среден праг на откриване е предложен от Rohling [121]. Този метод изчислява среден праг, нормализиран със средната стойност на шума λ_0 , за вероятност на правилно откриване $P_D=0.5$. Дефиницията е

$$ADT = E(VT) / \lambda_0 \quad (1.25)$$

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 [121].

$$\Delta[dB] = 10 \log \frac{E(T_1 V_1)}{E(T_2 V_2)} \quad (1.26)$$

В литературата много често загубите се изчисляват спрямо оптималния откривател [58], който има среден праг на откриване:

$$ADT_{opt} = -\ln(P_{fa}) \quad (1.27)$$

1.7. ОБЗОР НА МЕТОДИТЕ И АЛГОРИТМИТЕ, ПОДДЪРЖАЩИ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА

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 обект се базира върху проверка на статистическата значимост, която гарантира откриването на сигнала с постоянно ниво на лъжлива тревога (Constant False Alarm Rate). Алгоритмите за адаптивно откриване (CFAR-алгоритми) сравняват интензивността на сигнала в изследвания дискрет с адаптивен праг, който се определя чрез оценяване на нивото на смущението в съседните елементи [32, 51].

В началото на 70-те години Finn и Johnson [55, 56] 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: пресмятане на загубите в отношение сигнал/шум спрямо оптималния алгоритъм, синтезиран при

априорно известна интензивност на смущението [32, 51, 104]; пресмятане на среден праг на откриване, дефиниран от Rohling [121].

В зависимост от алгоритъма за оценка на нивото на смущението, ПЧЛТ алгоритмите се разделят на:

Алгоритми с осредняване по елементите в обучаващия прозорец - CA (cell averaging) и MLD (mean level detector) алгоритми [52, 73, 98, 106, 112, 120, 132, 134]. Те са ефективни при откриване на сигнали на фона на еднородни и стационарни смущения и се доближават до оптималния откривател на Нейман-Пирсон, когато размера на обучаващата извадка е достатъчно голям [105]. 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 на лъжлива тревога [57]. Междувременно се изтъкват драстични загуби на алгоритмите при работата им в зона със силно флукутиращи смущения или при откриване на близко разположени цели [23, 28, 31, 58]. CA CFAR алгоритъм е изследван в условия на Поасонов модел на хаотично импулсни смущения от Behar в [33]. Установено е, че алгоритъмът с осредняване работи с големи загуби в отношение “сигнал/шум” в условия на хаотично импулсни смущения.

В условия на нееднородни по мощност смущения, Hansen и Sawyers предлагат да се използва CFAR алгоритъм с “Greatest-of” селекция (GO CFAR) [72]. 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 CFAR откривател са изследвани от Moore и Lawrence [102]. За този алгоритъм е установено, че е ефективен в условия на преходна област, между области с различна интензивност на смущенията [58, 72, 102, 108, 111]. В условията на една или повече смущаващи цели GO CFAR откривателят не е добър, наблюдава се маскиращ ефект, който е по-силен дори от алгоритмите с осредняване [58, 134].

В [58, 134] е изследван друг ПЧЛТ откривател използващ “Smallest-of” логика (SO CFAR). Оценката на нивото на смущението на този алгоритъм се избира да бъде равно на по-малката сума от елементите на двете половинки на обучаващия прозорец. Този алгоритъм за първи път се предлага от Trunk [128] в условие на близко разположени цели, но той 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 [101] представя модифициран CA CFAR алгоритъм, който използва компенсиран праг, базиран на предварителна информация относно локалните цели. В продължение на тази идея AlHussaini и Ibrahim [23] изследват GO и SO CFAR 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 [124] предлагат да се използват интелигентни CFAR процесори, базирани се на CA, GA и SO алгоритмите. Този откривател използва логически операции при избора на конкретен алгоритъм (CA, GA и SO).

Друг CFAR алгоритъм, посредством теглово оценяване “Weighted Cell Averaging” (WCA CFAR) е предложен от Barkat, Himonas и Varshney в [31]. 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 [31], WCA CFAR алгоритъмът има по-малки загуби в сравнение с CA и SO CFAR алгоритмите, но WCA алгоритъмът изисква априорна информация относно интензивността на смущенията в двете половини на обучаващия прозорец.

Barbooy [28] предлага нова идея за борба с пречещи цели, посредством цензурираща схема “Censored” (CCA CFAR), 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 [116] представят цензуриращ MLD алгоритъм (CMLD CFAR), който използва цензурираща процедура за премахване на клетките с най-голяма мощност и оценяват нивото на смущението от останалите елементи. В [31, 76, 109, 110, 118, 120, 136] са изследвани цензуриращи процедури с комбинация с различни ПЧЛТ алгоритми. В [31] е предложен обобщен цензуриращ откривател със средно ниво на откриване “Generalized censored mean level detector” (GCMLD CFAR), в който броят на цензурираните елементи се използва за определяне на скаларния коефициент, а оценката на обучаващия прозорец се изчислява от нецензурираните елементи. В [76, 77] е изследван двупрагов алгоритъм “Generalized Two Level” (GTL-CMLD CFAR), в условие на локални цели в мощна 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 CFAR откривателите [35, 50, 62, 63, 99]. Тези алгоритми цензурират смущенията в обучаващия прозорец, като нулират смущенията с амплитуди превишаващи определен праг. Тези алгоритми са по-ефективни от SO CFAR алгоритмите, особено в случаите, когато и от двете страни на тестваният 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 предварителния подбор на цензуриращия праг. Този алгоритъм не е добър в условия на нееднородни по мощност смущения.

Khalighi и Bastani в [86] 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 CFAR алгоритъм. За борба 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 CFAR алгоритми, са алгоритмите използващи порядкова статистика по елементите на обучаващия прозорец "Order-statistics" (OS CFAR) [34, 26, 42, 58, 71, 90, 92-94, 103, 117, 119, 121-123, 133]. 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 [121] препоръчва да се използва нивото на шума в елемента $k = 3N / 4$, където N е големината на обучаващия прозорец. За разлика от SO CFAR алгоритъма, загубите в OS CFAR алгоритъма не зависят от разположение 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. Основна трудност, която възниква при практическото използване на този алгоритъм е реализацията на сортировката в режим на реално време. Друг недостатък на алгоритъма е избора на елемента k при голям брой пречещи смущения. При увеличаване на вероятността за поява на импулсните смущения закона на тяхното разпределение се променя от Поасонов в биномен [1, 4]. При интензивни потоци на смущения, много от

клетките на разрешение на радара се запълват с импулсни смущения и избора на k е труден.

Съществуват и различни модификации на OS алгоритъма [54, 122, 135] с използване на половината от обучаващия прозорец, а именно OSSO и OSGO алгоритми. Те са комбинация от вече коментираните OS, GO и SO. 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 алгоритъма [54].

Gandhi и Kassam в [58] представят “Generalization” OS алгоритъм известен като “Trimmed mean” алгоритъм с подредено осредняване (TM CFAR). Този алгоритъм подрежда във възходящ ред по амплитуда елементите в обучаващия прозорец, както OS-алгоритъма. 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.

До тук 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 [77].

Алгоритмите за откриване на радиолокационни сигнали с бинарно натрупване (Binary Integration - BI) на входен сигнал [35, 39, 40, 75, 81, 82] 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 сравняване с постоянен праг. Откриването на единичен импулс се осъществява посредством някой от по-горе разгледаните ПЧЛТ откриватели.

При откриване на радиолокационни цели 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 [36, 37, 38, 77]. Радиолокационната цел на обекта се открива, ако сумарния 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 подобряване на откриването на радиолокационните цели в условия на различни видове смущения в литературата се предлагат разнообразни комбинации от по-горе представените ПЧЛТ алгоритми. В [38, 77] е изследван адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (API CFAR), който е ефективен в условия на близко разположени цели или при наличие на импулсни смущения. Този алгоритъм използва цензурираща процедура, с която се премахват нежеланите смущения както в обучаващия, така и в тествания прозорец. В [29, 53, 60, 61, 65, 68, 80, 95, 98, 130] 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. 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 управлява работата на всеки един от откривателите и той взема крайното решение за наличие на сигнал. Недостатък на децентрализираният метод е необходимостта от използване на няколко на брой независими ПЧЛТ откриватели, работещи в паралел.

За увеличаване на бързодействието на ПЧЛТ алгоритмите, с цел използването им за работа в реално време, в литературата се предлагат различни методи и алгоритми. В [17-19, 125]. Сосулин предлага последователен ПЧЛТ откривател, който намалява времето за вземане на решение за наличие или отсъствие на цел. Този подход използва критерия на последователен наблюдател [16, 20]. Той използва двупрагов алгоритъм при вземането на решение за наличие на сигнал. Алгоритъмът спира когато натрупаният сигнал в откривателя превиши по-големият от праговете или когато пропадане под нивото на по-ниският праг, независимо че до края на процедурата има още време [127]. 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 [38, 79] се използват два подхода за паралелизация на процеса на обработка: паралелни систолически архитектури и многопроцесорни

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.

От направеният обзор и анализ се установи, че най-добри в условия на пречицци цели или импулсни смущения са ПЧЛТ алгоритмите с цензуриране на пречиците смущения в обучаващият прозорец. За откриването на пакети радиолокационни сигнали е за предпочитане да се използват бинарен ПЧЛТ откривател с цензуриране на пречиците смущения в обучаващия прозорец и адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала.

1.8. ХИПОТЕЗИ И ЗАДАЧИ НА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Хипотези:

Предполага се, че през новото хилядолетие, когато комуникационните технологии стават част от развиващият се свят, ефирната агресия се увеличава и ПЧЛТ устройствата ще работят в интензивни импулсни смущения, получили се в следствие на наслагване на различни потоци от импулсни смущения. Тази хипотеза, насочва изследването на известни ПЧЛТ алгоритми в условия на високо интензивни потоци от хаотично импулсни смущения.

Поведението на ПЧЛТ алгоритмите в условия на интензивни потоци на импулсни смущения не е изследвано обстойно от други автори. Съгласно направения обзор, следва, че цензуриращите техники позволяват на известните ПЧЛТ алгоритми да работят добре в условия на импулсни смущения. Това ни позволява да направим и следващата хипотеза, че цензуриращия подход е приложим и в условия на интензивен поток от хаотично импулсни смущения.

Увеличаването на вероятността за поява на хаотично импулсни смущения, променя закона на разпределение на хаотично импулсните смущения от Поасонов в биномен. Тъй като ПЧЛТ откривателите са адаптивни към параметрите на средата в която те работят, е предположено, че вида на разпределението на смущението няма да окаже съществено влияние върху работата на откривателя.

Оценяването на ефективността на ПЧЛТ алгоритмите е възможно посредством средния праг и вероятностните характеристики на откривателите. Използването на подхода със среден праг на откриване, би позволил по-лесно да се сравнят получените резултати в дисертацията с резултати на други автори.

Най-добрият подход за изследване на алгоритмите е използването на подхода на сравнение за да се определи най-ефективния от известните алгоритми.

Задачи:

При промяна на вида на статистическите характеристики на потока от хаотично импулсни смущения от Поасонов в биномен се променя и статистическата задача на откриване. Това предопределя важността от решаването на задачата за откриване на цели на фона на интензивен поток от хаотично импулсни смущения.

Оценяване на загубите на изследваните в дисертацията алгоритми поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога спрямо оптималният откривател, посредством различни подходи: вероятностни характеристики, среден праг на откриване и Монте Карло симулация, при промяна на параметрите и вида на разпределение на смущението.

Оценяване на чувствителността на алгоритмите поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога спрямо промяна на разпределението на обкръжаващата шумова среда.

1.9. ИЗВОДИ

1. В настоящата глава е направен анализ на известните методи и алгоритми за поддържане на ПЧЛТ, в условия на смущения на база на детайлен литературен обзор. Посочени са предимствата и недостатъците на разгледаните методи и алгоритми в условия на хаотично импулсни смущения.

2. От направеният обзор, и съгласно хипотезата за бъдещия комплекс от смущения, включващи особено интензивни потоци от импулсни смущения, се формулира и главната задача на дисертационния труд. Изследване на известни алгоритми за поддържане на постоянна вероятност на лъжлива тревога в условия на особено интензивни потоци от хаотично импулсни смущения.

3. Обоснована е необходимостта от избор на ПЧЛТ алгоритми при откриването на радиолокационни сигнали на фона на смущения. Избрани са алгоритмите поддържащи постоянна вероятността на лъжлива тревога, който ще се използват в дисертацията за откриване на цели на фона на мощни и с висока честота на поява хаотично импулсни смущения.

4. За математически модел на цел е избран Сверлинг II. За математически модел на хаотично импулсни смущения е избрано, съставно разпределение, получено от формулата за пълна вероятност, предложена от Акимов и Евстратов. Този модел е по-общ и покрива известните резултати в литературата. Мощността и вероятността на поява на ХИС са априорно известни. Ограничението е, че дължината на хаотично импулсните смущения е равномерно.

5. Избран е инструментариума на изследването, критерии за ефективност, числени и симулационни компютърни експерименти.

6. Изследванията са насочени главно към, задачата за чувствителността на ПЧЛТ алгоритмите към промяна на разпределенията на хаотично импулсните смущения и на параметрите на откривателите.

ВТОРА ГЛАВА

ЕДНОКАНАЛНИ ОТКРИВАТЕЛИ ПОДДЪРЖАЩИ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯ НА ХАОТИЧНО ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ

В настоящата глава са изследвани едноканални откриватели поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога в условията на хаотично импулсни смущения. При увеличаване на вероятността за поява на импулсните смущения, закона на разпределение се променя от Поасонов в биномен. Поради тази причина осредняващия ПЧЛТ (CA CFAR) откривател е изследван и при двата модела на ХИС. Чувствителността на откривателя към параметрите на смущението е получена посредством средния праг на откриване и загубите на откривателя спрямо оптималният откривател. С цел подобряване откриваемостта на полезният сигнал в условията на хаотично импулсни смущения е изследван и цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR). Определен е оптимален праг на цензуриране за конкретна радиолокационна обстановка. Двата откривателя са сравнени посредством средните си прагове на откриване. С цел проверка и потвърждаване на получените резултати са използвани три метода за определяне на среден праг на откривателите: математически израз за среден праг на откриване, отношението сигнал/шум отговарящо на вероятността на правилно откриване 0.5 получено аналитично и посредством Монте Карло симулация на моделираните откриватели. В хода на разглежданията в дисертацията са посочени местата на публикуване на оригиналните резултати.

2.1. МОДЕЛИ НА СМУЩЕНИЯ И РАДИОЛОКАЦИОННИ СИГНАЛИ ИЗПОЛЗВАНИ В ДИСЕРТАЦИОННИЯТ ТРУД

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

2.1.1. Модел на шум и хаотично импулсни смущения

В съвременната теория за обработка на радиолокационна информация се разглеждат различни видове радиолокационни шумове и смущения. В дисертацията е разгледан случая, 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 и 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 [4].

Хаотично импулсните смущения (ХИС), се получават от работата на съседни радари или други радиоелектронни устройства, работещи в един и същ или близък честотен диапазон както смущаваната радиолокационна станция [1]. Тяхната поява е случайно некорелирано събитие, като появата им на входа на приемника води до драстично влошаване на ефективността 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 радио импулси 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 [4]. Тези ограничения за хаотично импулсните смущения важат за цялата 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 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 [4].

В дисертацията е прието разпределението на амплитудите на хаотично импулсните смущения да е Релеево, с отношение смущение шум (INR) $r_j = \frac{\lambda_1}{\lambda_0}$.

Периодът на повторение на хаотично импулсните смущения е случаен и е прието, 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 [4]. Прието е също, че продължителността на импулса на смущението е равна на продължителността на импулса на сигнала $\tau = \Delta t$, 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, 4]:

$$e_0 = \frac{\tau}{T_j} = \tau F_j \quad (2.1)$$

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, 4].

Хаотично импулсните смущения в най-общия случай са несинхронен импулсен шум. За модел на потока на хаотично импулсните смущения с малка интензивност обикновено се приема Поасонов поток [1, 4]. От теорията за потоците е известно, че сумата на няколко несинхронни регулярни потока образува поток близък до Поасонов. Това ни дава основание сигналите от няколко радиолокационни станции да приемем, че образуват Поасонов поток от хаотично импулсни смущения. Както е известно, Поасоновият поток притежава свойствата отсъствие на последствие и ординарност [6, 7]. 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 попадането 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 хаотично импулсни смущения, които се появяват с вероятност e_0 . В този случай функцията на разпределение на обвиващата на тази смес от шум и хаотично импулсни смущения се дава с формулата за пълна вероятност на описваното разпределение [1].

$$F_p(x) = (1 - e_0)F_1(x) + e_0F_2(x) \quad (2.2)$$

Плътността на разпределение има вида:

$$f_p(x) = (1 - e_0)f_1(x) + e_0f_2(x) \quad (2.3)$$

Свойството ординарност на Поасоновия поток, което се състои в това, че вероятността за едновременно 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 хаотично импулсните 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, 4].

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, организирани от противника. Тези смущения се различават по: вида на генерирането им; характера на въздействие; интензивност; ширина на спектъра; структура на излъчването. При големи стойности на вероятността за поява, когато Поасоновия 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 хаотично импулсни смущения в клетките на разрешение на радара се приема за

$$e_0 = 2e(1-e) + e^2 \quad (2.4)$$

Функцията на разпределение в този случай има вида [1, 4]:

$$F_B(x) = (1-e)^2 F_1(x) + 2e(1-e) F_2(x) + e^2 F_3(x) \quad (2.5)$$

Плътността на разпределение има вида:

$$f_B(x) = (1-e)^2 f_1(x) + 2e(1-e) f_2(x) + e^2 f_3(x) \quad (2.6)$$

където $F_3(x)$ и $f_3(x)$ - са функцията и плътността на разпределение на шума и 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 хаотично импулсни смущения е Релеево с плътности имащи вида [1, 4]:

$$f_1(x) = \frac{1}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) \quad (2.7)$$

$$f_2(x) = \frac{1}{\lambda_0(1+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+r_j)}\right) \quad (2.8)$$

В този случай плътността на вероятността на Поасоновия модел на хаотично импулсни смущения (2.3) има вида [33]:

$$f_p(x) = \frac{(1-e_0)}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) + \frac{e_0}{\lambda_0(1+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+r_j)}\right) \quad (2.9)$$

В случай на големи стойности на вероятността за поява на импулсни смущения, когато потокът е биномен, е използвана и плътността на разпределение на шум и две импулсни смущения.

$$f_3(x) = \frac{1}{\lambda_0(1+2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+2r_j)}\right) \quad (2.10)$$

В този случай плътността на вероятността на биомно разпределението хаотично импулсни смущения (2.6) има вида:

$$f_B(x) = \frac{(1-e)^2}{\lambda_0} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0}\right) + \frac{2e(1-e)}{\lambda_0(1+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+r_j)}\right) + \frac{e^2}{\lambda_0(1+2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+2r_j)}\right) \quad (2.11)$$

2.1.2. Модели на радиолокационни сигнали, шум и хаотично импулсни смущения

При наличие на полезен сигнал на входа на приемника, в дисертацията е прието, че приемният тракт на радара ще включва смес от сигнал, шум и хаотично импулсни смущения. В настоящата работа се използва модел на целта Сверлинг II, който описва пакет от ехо сигнали отразени от бързо движеща се цел (самолет) 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 сигнал плюс шум и съответстващата и плътност са означени с $F_{s1}(x)$ и $f_{s1}(x)$.

При наличие и на хаотично импулсни смущения, с вероятност за поява e_0 , (Поасонов поток) клетките на разрешение на радара, са запълнени със смес от сигнал, шум и хаотично импулсни смущения [1, 4]. 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 ХИС е (e_0) . В този случай функцията на разпределение на обвиващата добива вида [1, 4]:

$$F_{sp}(x) = (1 - e_0)F_{s1}(x) + e_0F_{s2}(x) \quad (2.12)$$

Плътността на разпределение има вида:

$$f_{sp}(x) = (1 - e_0)f_{s1}(x) + e_0f_{s2}(x) \quad (2.13)$$

Тук се отчита, че вероятността за едновременно 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 хаотично импулсни смущения е голяма), в дисертацията е използван модел на потока с биномно разпределение. Функцията на разпределение на обвиващата в този случай има вида [1, 4]:

$$F_{sB}(x) = (1 - e)^2 F_{s1}(x) + 2e(1 - e)F_{s2}(x) + e^2 F_{s3}(x) \quad (2.14)$$

Плътността на разпределение на обвиващата има вида:

$$f_{sB}(x) = (1 - e)^2 f_{s1}(x) + 2e(1 - e)f_{s2}(x) + e^2 f_{s3}(x) \quad (2.15)$$

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 хаотично импулсни смущения е Релеево с плътности имащи вида [1, 4]:

$$f_{s1}(x) = \frac{1}{\lambda_0(1 + s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1 + s)}\right) \quad (2.16)$$

$$f_{s2}(x) = \frac{1}{\lambda_0(1 + s + r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1 + s + r_j)}\right) \quad (2.17)$$

където s е средната стойност на отношението сигнал/шум. В този случай плътността на вероятността при Поасонов модел на хаотично импулсните смущения (2.13) има вида [33]:

$$f_{sp}(x) = \frac{(1 - e_0)}{\lambda_0(1 + s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1 + s)}\right) + \frac{e_0}{\lambda_0(1 + s + r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1 + s + r_j)}\right) \quad (2.18)$$

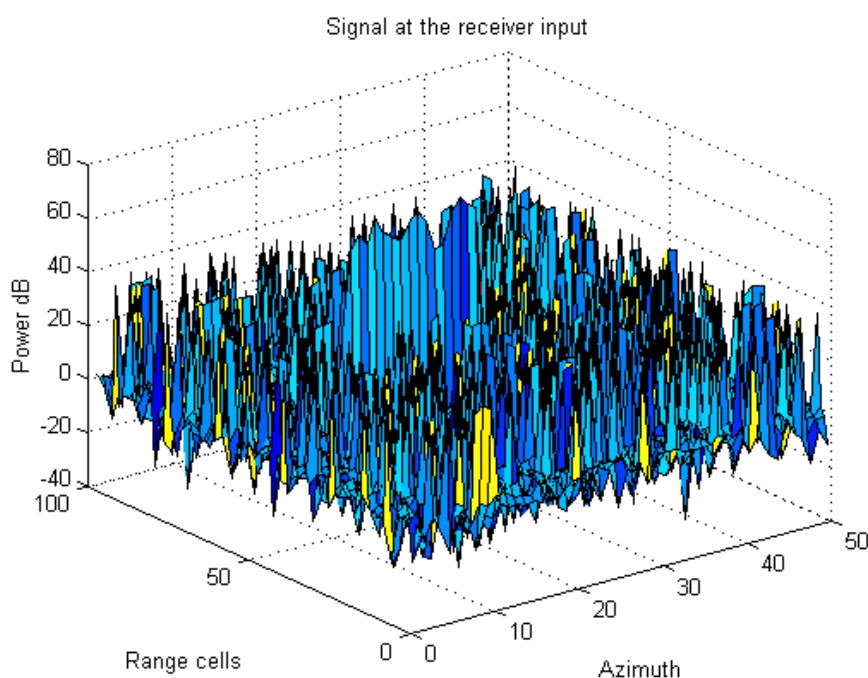
В случая на големи стойности на вероятността за поява на ХИС, когато моделът е биномен, е използвана и плътността на разпределение на шума и две импулсни смущения.

$$f_{s3}(x) = \frac{1}{\lambda_0(1 + s + 2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1 + s + 2r_j)}\right) \quad (2.19)$$

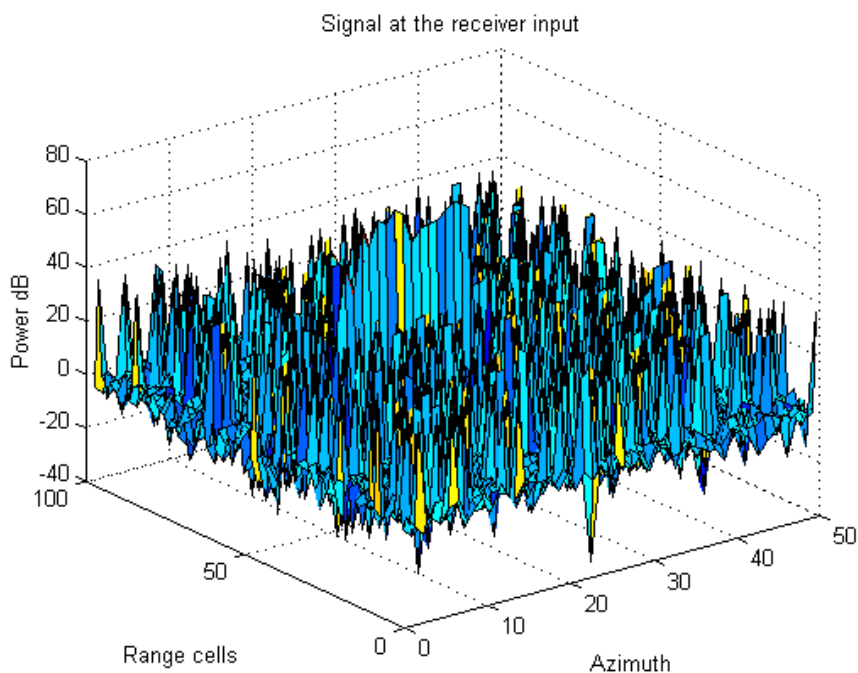
В този случай плътността на вероятността при биномно разпределение на хаотично импулсните смущения (2.15) е:

$$f_{sB}(x) = \frac{(1-e)^2}{\lambda_0(1+s)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s)}\right) + \frac{2e(1-e)}{\lambda_0(1+s+r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s+r_j)}\right) + \frac{e^2}{\lambda_0(1+s+2r_j)} \exp\left(\frac{-x}{\lambda_0(1+s+2r_j)}\right) \quad (2.20)$$

На фиг. 2.1 е показан видът на двата потока (*a* - Поасонов и *b* - биномен), като клетките не съдържащи полезен сигнал са запълнени с вътрешен шум на приемника и ХИС (2.9 и 2.11), а клетките съдържащи сигнал са запълнени с разпределения (2.18 и 2.20).



a) Поасонов модел на ХИС



б) биномен модел на ХИС

Фиг. 2.1 Клетки на разрешение на радара, запълнени със сигнал ($s=70\text{dB}$), шум ($\lambda_0 = 1$) и ХИС ($r_j=30\text{dB}$, $e_0=0.1$).

Резултатите са получени при: средна мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$, отношение сигнал/шум $s=70\text{dB}$, отношение смущение шум $r_j=30\text{dB}$ и честота за поява на ХИС и за двете разпределения 0.1.

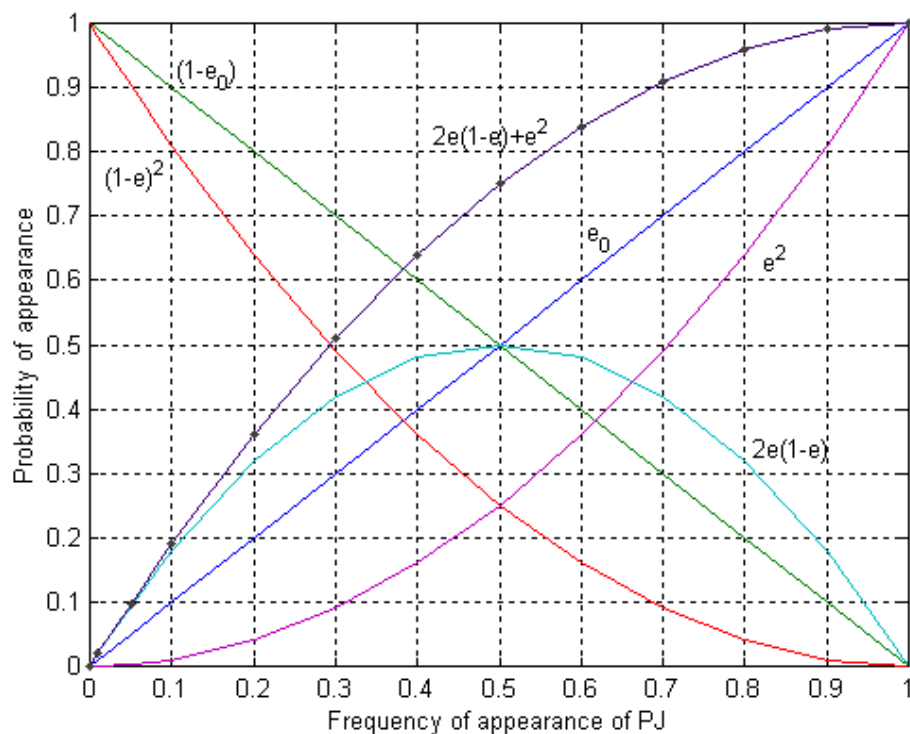
В литературата не е точно регламентирана границата между двата потока. Както се вижда и от фиг. 2.1 при честота на поява на хаотично импулсните смущения 0.1, двата модела много си приличат. Това налага допълнително изследване на Поасоновия и биномния поток, с цел да се определи някаква условна граница между тях. Определянето на тази граница не е задача на настоящата дисертация, затова тя е определена условно.

2.1.3. Прилики и разлики между Поасонов и биномен модел на хаотично импулсни смущения.

С увеличаване на честотата на поява на импулсните смущения, вида на потока се променя от Поасонов в биномен [1, 4]. Това води от своя страна до неподдържане на вероятността на лъжлива тревога в откривателя. По тази причина са изследвани и двата модела, за да се определи чувствителността на ПЧЛТ (CA CFAR) откривателя към промяната на вида на потоците. Получените резултати са публикувани в [5*].

* публикации на автора на дисертационния труд

Вероятността за поява на ХИС в една клетка на разрешение на радар във функция на честотата на поява на Пуасонов и биномен поток на ХИС са показани на фиг. 2.2.



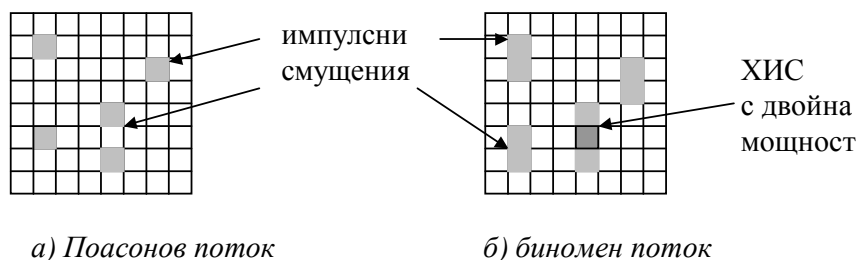
Фиг. 2.2 Вероятността на поява на ХИС във функция на честотата за появата им.

Където (e_0) и $(1-e_0)$ са вероятностите за поява и непоява на ХИС при Пуасонов поток. С e^2 , $2e(1-e)$ и $(1-e)^2$ са отбелязани вероятностите за поява на ХИС със средна мощност $2r_j$, r_j и вероятността за непоява в случай на биномен модел на поток.

Честотата на поява на хаотично импулсните смущения за Пуасонов поток, съвпада с вероятността за тяхната поява (фиг. 2.2). Това се дължи на факта, че хаотично импулсните смущения с Пуасоново разпределение се получават само в една клетка на разрешение на радар (фиг. 2.3). При биномен модел, вероятността за поява на ХИС е (2.4), тя е по-висока от честотата на поява на хаотично импулсните смущения. Това е така, защото продължителността на импулсните смущения е по-голяма от една клетка на разрешение на радар при биномно разпределени ХИС. Под честота на поява (интензивност или плътност) на импулсните смущения ние разбираме средният брой хаотично импулсни смущения, които се получават за единица време в дадено пространство на разрешение на радар [7]:

На фиг. 2.3 а) са показани клетки на разрешение на радар запълнени с Пуасоново разпределени хаотично импулсни смущения. Продължителността на импулсните

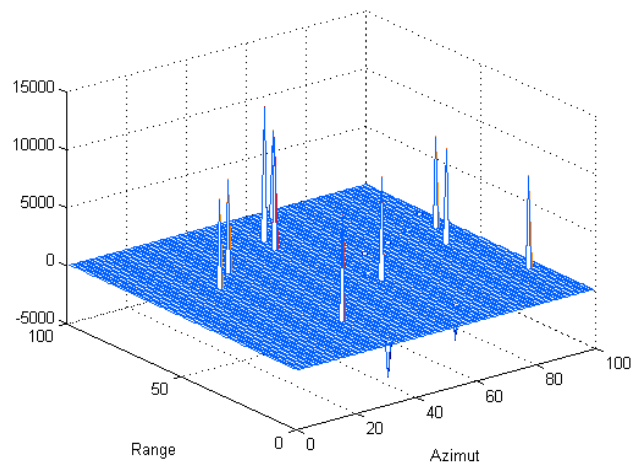
смущения не превишават размерите на една клетка на разрешение на радара. В този случай честотата на поява на ХИС съвпада с вероятността на тяхната поява. На фиг. 2.3 б) клетките са запълнени с биномно разпределен ХИС. В този случай продължителността на импулсните смущения е по-голяма от размера на една клетка на разрешение. Тогава е възможно две смущения да попаднат в една клетка на разрешение на радара.



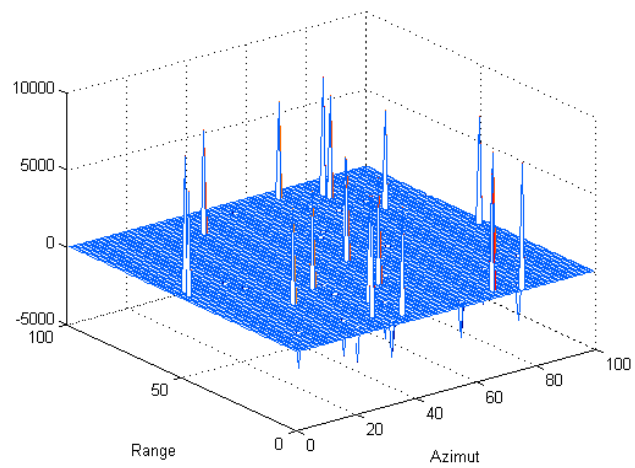
Фиг. 2.3 Хаотично импулсни смущения с Поасонов и биномен модел на потока

Разликите между Поасоновия и биномния поток, във функция на честотата за поява на ХИС, са показани на фиг. 2.4. От фигурите се вижда, че разликата между двата потока се увеличава с увеличаването на честотата за поява на ХИС. От направеното изследване в [5*] на двете разпределения на хаотично импулсните смущения, е получено, че за ХИС с честотата на поява между 0 и 0.1 двата потока са близки. При по-висока интензивност на хаотично импулсните смущения Поасоновият модел на потока не е коректен и е за предпочитане да се работи с биномен поток.

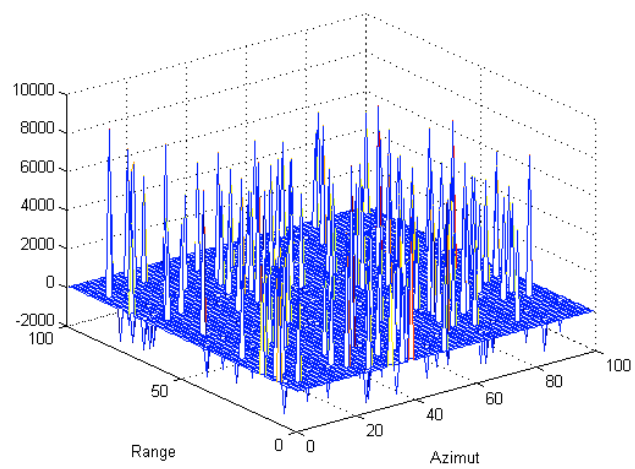
Разликите между двата потока показани на фиг.2.4 са получени посредством математическо изваждане на моделиран Поасонов и биномен поток. Потоците са моделирани в средата на MATLAB с помощта на изрази (2.9) и (2.11). Като резултат от разликата между двата потока остават само импулсите с удвоена мощност. От получените резултати на фиг.2.4 условно може да се приеме, че границата между двата потока е при честота за поява на хаотично импулсни смущения около 0.1.



а)



б)



в)

Фиг. 2.4 Разлики между Поасонов и биномен поток на ХИС
при честота на поява на ХИС а) 0.05, б) 0.1 и в) 0.2.

2.2. ЕДНОКАНАЛЕН ПЧЛТ ПРОЦЕСОР С ОСРЕДНЯВАНЕ (CA CFAR) В УСЛОВИЯТА НА ПОАСОНОВО РАЗПРЕДЕЛЕНИ ХАОТИЧНО ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ

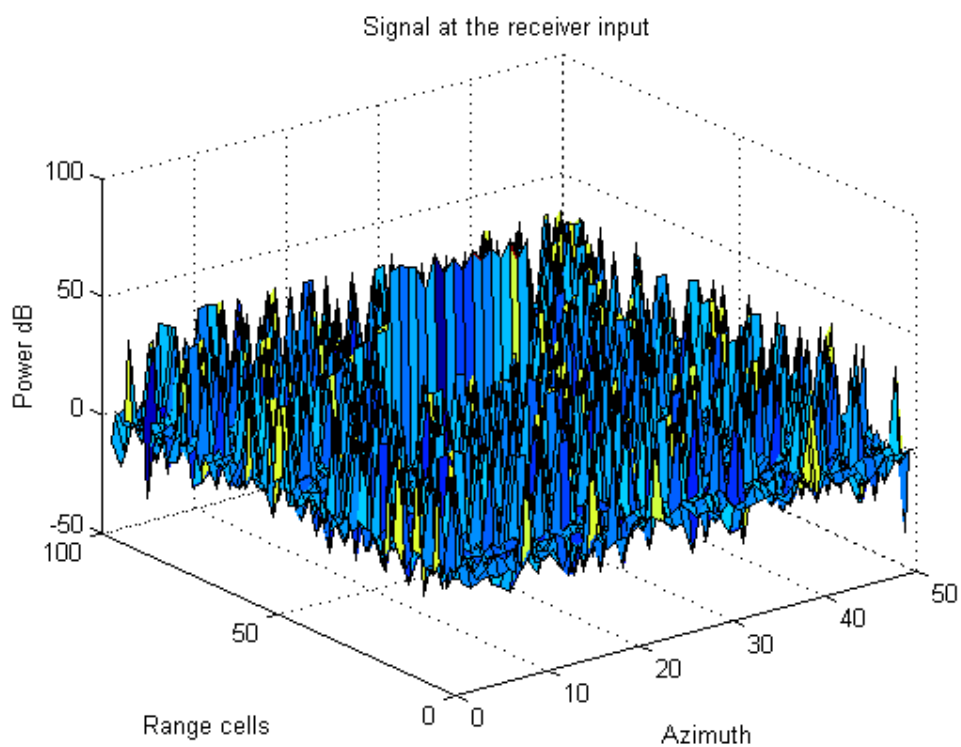
Принципът на работа и алгоритъмът на откриване на ПЧЛТ откривател с осредняване (CA CFAR) беше разгледан в първа глава от дисертацията. В настоящия параграф, ще бъде изследван този откривател в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения.

В [33] са изведени вероятностните характеристики на CA CFAR откривателя в условията на Поасонов поток на ХИС и са определени загубите на откривателя спрямо оптималния откривател при ниво на вероятността на правилно откриване 0.95. В [121] е предложен метод за определяне на загубите на откривателите посредством среден праг на откриване (ADT) отговарящ на отношението сигнал шум, необходимо за откриване на целта с вероятност 0.5.

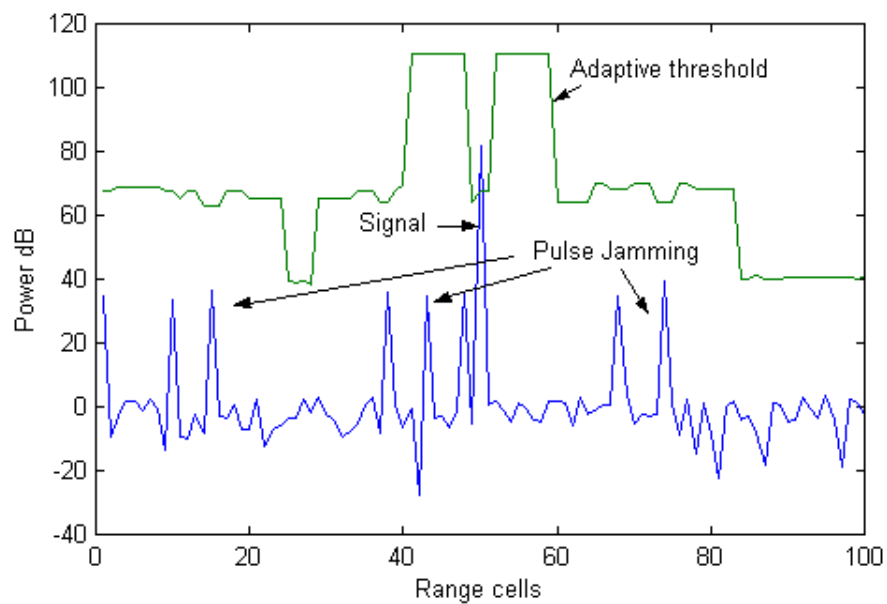
В този параграф аналитично е изведена зависимостта на средния праг на откриване на CA CFAR откривател в условията на Поасонов поток на ХИС по методиката, предложена от Rohling в [121]. Посредством моделиране и Монте Карло симулация на изследвания откривател, вероятностните му характеристики и аналитично изведената зависимост за среден праг на откриване са получени загубите на откривателя спрямо оптималния откривател в условията на Поасонов модел на ХИС. Получени са резултати за средният праг на откриване посредством трите метода на изследване. Изследвана е чувствителността на откривателя с осредняване (CA CFAR) при променящи се стойности на мощността и вероятността за поява на ХИС. Резултатите са оригинални и са публикувани в [3*, 7*, 8*, 11*].

Обработката на информационния масив с едноканален ПЧЛТ откривател се извършва с последователно преместване на обучаващия прозорец по клетките на масива. В зависимост от начина на формиране на обучаващия прозорец, обработката може да се извърши по разстояние или по азимут. В дисертацията е използвана обработка по разстояние.

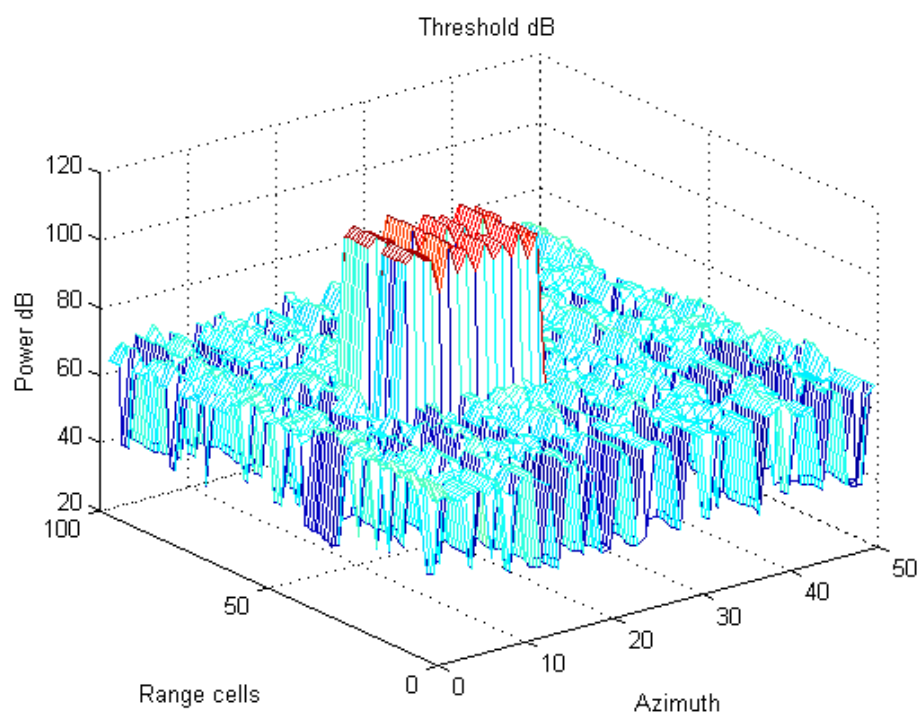
Междинни резултати от обработката на ПЧЛТ (CA CFAR) откривателя са показани на фиг.2.5. Резултатите са получени посредством моделиране в средата на MATLAB на CA CFAR обработка на конкретна радиолокационна среда.



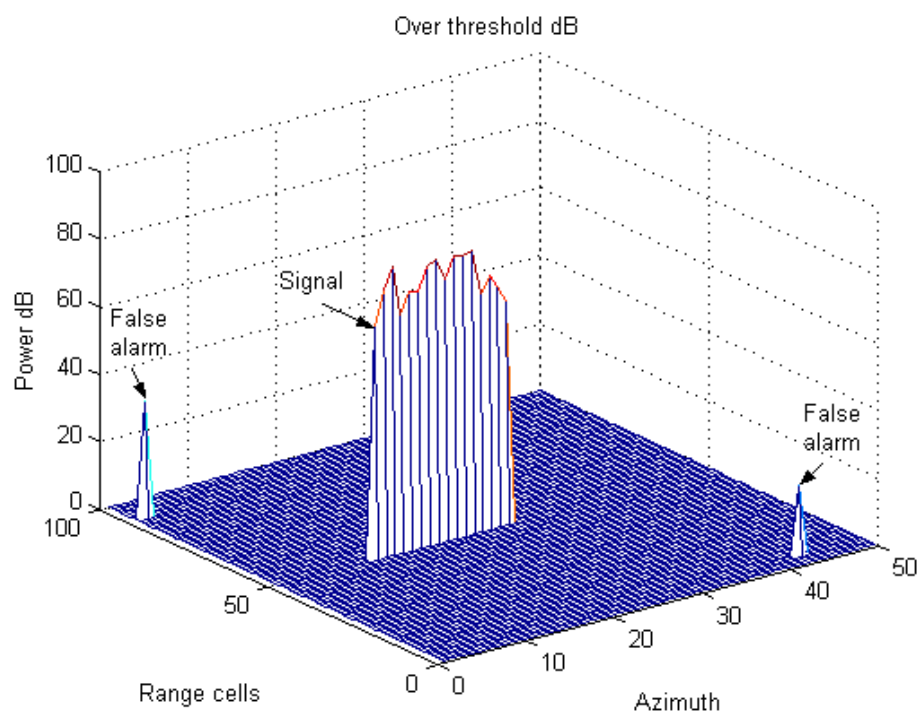
а) информационен масив



б) радиолокационна извадка по разстояние и прага на откривателя



в) праг на откривателя в целия масив



г) сигнали надскочили прага на откривателя

Фиг. 2.5 Принцип на действие на ПЧЛТ откривател

($\lambda_0 = 1$, $P_{fa} = 10^{-6}$, $N = 16$, $s = 80\text{dB}$, $r_j = 30\text{dB}$, $e_0 = 0.1$)

На фиг. 2.5 а) е показана част от информационния масив на радара, който се обработва от ПЧЛТ откривател. Клетките на разрешение по далечина и азимут са запълнени с вътрешен шум от приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, пакет радиолокационни сигнали отразени от целта със средна мощност на отношението сигнал/шум 80dB, хаотично импулсни смущения със средна мощност на отношението смущение шум 30dB и вероятност на поява $e_0=0.1$.

На фиг. 2.5 б) е показана извадка по разстояние от обработвания масив. На фигурата ясно се виждат хаотично импулсните смущения и отразения от целта полезен сигнал. В резултат на работата на ПЧЛТ (CA CFAR) откривателя за всяка тествана клетка се формира адаптивен праг, който зависи от нивото на шума около тази клетка. На фигурата е показан и прага, получен от работата на ПЧЛТ откривателя. Прагът на ПЧЛТ откривателя се адаптира към средата в която работи, като само полезният сигнал надхвърля прага на откривателя. Видът на прага за цялото изследвано пространство е показан на фиг. 2.5 в). Всички сигнали, надхвърлили прага на ПЧЛТ откривателя са показани на фиг. 2.5 г). На фигурата ясно се вижда открития пакета радиолокационни сигнали отразени от целта и две лъжливи цели, породени от хаотично импулсните смущения.

2.2.1. Вероятностни характеристики на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения

Вероятностните характеристики на осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения са изведени в [33]. Използвайки (1.9) и (2.18), вероятността на правилно откриване може да се запише, като:

$$P_d = (1 - e_0) M_v \left(\frac{T}{\lambda_0 (1 + s)} \right) + e_0 M_v \left(\frac{T}{\lambda_0 (1 + r_j + s)} \right) \quad (2.21)$$

където $M_v(.)$ е моментно генериращата функция (МГФ) на оценката на нивото на шума. Случайните променливи x_i (елементите на обучаващия прозорец) са независими и МГФ на тяхната сума V е продукт на МГФ от x_i . МГФ на оценката V се определя от (1.15). Замествайки вероятностната функция на разпределение (2.18) в (1.16) за МГФ на случайната променлива се получава:

$$M_x(U) = \frac{1 - e_0}{1 + U \lambda_0} + \frac{e_0}{1 + U \lambda_0 (1 + r_j)} \quad (2.22)$$

Моментно генериращата функция на оценката на нивото на шума в обучаващата извадка се получава от (1.15) използвайки (2.22).

$$M_V(U) = \sum_{i=1}^N \frac{C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i}}{(1+\lambda_0 U)^{N-i} (1+\lambda_0 (1+r_j)U)^i} \quad (2.23)$$

Вероятността на правилно откриване на ПЧЛТ откривателя за цел от вида Сверлинг II, в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения е получена в [33], посредством заместване на (2.23) в (2.21).

$$P_d = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T}{1+r_j+s}\right)^{N-i}} + \frac{1-e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T}{1+s}\right)^i \left(1 + \frac{T}{1+s}\right)^{N-i}} \right\} \quad (2.24)$$

Полагайки отношението сигнал/шум равно на нула ($s=0$) в (2.24) се получава вероятността на лъжлива тревога на CA CFAR откривателя.

$$P_{fa} = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{(1+T)^i (1+(1+r_j)^{-1}T)^{N-i}} + \frac{1-e_0}{(1+(1+r_j)T)^i (1+T)^{N-i}} \right\} \quad (2.25)$$

Скаларният фактор T се определя от (2.25), при $P_{fa} = const$. Стойности на скаларния фактор при големина на обучаващия прозорец $N=16$ и 32 , вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-4}$, 10^{-6} и 10^{-8} , вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0=1$, вероятност за поява на ХИС $e_0 = 0, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$ и средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=10$ и 30 dB са дадени в табл. 2.1.

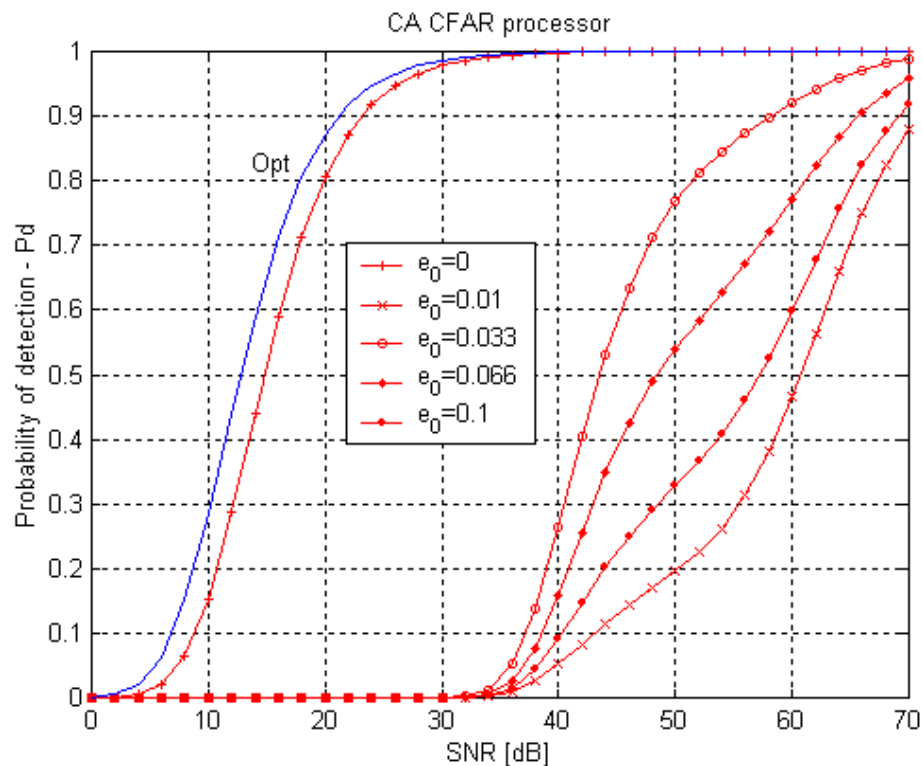
e_0	P_{fa}	$N=16$		$N=32$	
		$r_j=10$ dB	$r_j=30$ dB	$r_j=10$ dB	$r_j=30$ dB
0	10^{-4}	0.778	0.778	0.334	0.334
	10^{-6}	1.37	1.37	0.54	0.45
	10^{-8}	2.16	2.16	0.778	0.778
0.01	10^{-4}	3.56	320	1.63	143.5
	10^{-6}	8.4	761	3.56	321
	10^{-8}	16.2	1350	6.336	525.6
0.033	10^{-4}	4.82	390.4	2.1	160
	10^{-6}	10.4	855	4.21	339
	10^{-8}	17.8	1474	6.69	547
0.066	10^{-4}	5.12	403	2.1	145
	10^{-6}	10.7	871	4.17	322
	10^{-8}	18.21	1495	6.59	527
0.1	10^{-4}	4.67	386.9	1.85	118.1
	10^{-6}	9.72	850	3.64	291
	10^{-8}	16.54	1466	5.79	490

Табл. 2.1 Скаларен фактор (T) на ПЧЛТ процесор с осредняване (CA CFAR)

Поддържането на постоянна вероятността на лъжлива тревога в откривателя налага скаларният фактор непрекъснато да се променя, като той компенсира промяната на параметрите на смущението. От получените резултати се вижда, че увеличаването на мощността и вероятността за поява на ХИС, води до увеличаване на скаларния фактор. Основна трудност при настройката на ПЧЛТ откривателя представлява определянето на подходящ скаларен фактор, съответстващ на средата на работа на откривателя.

2.2.1.1. Вероятност на правилно откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на хаотично импулсни смущения.

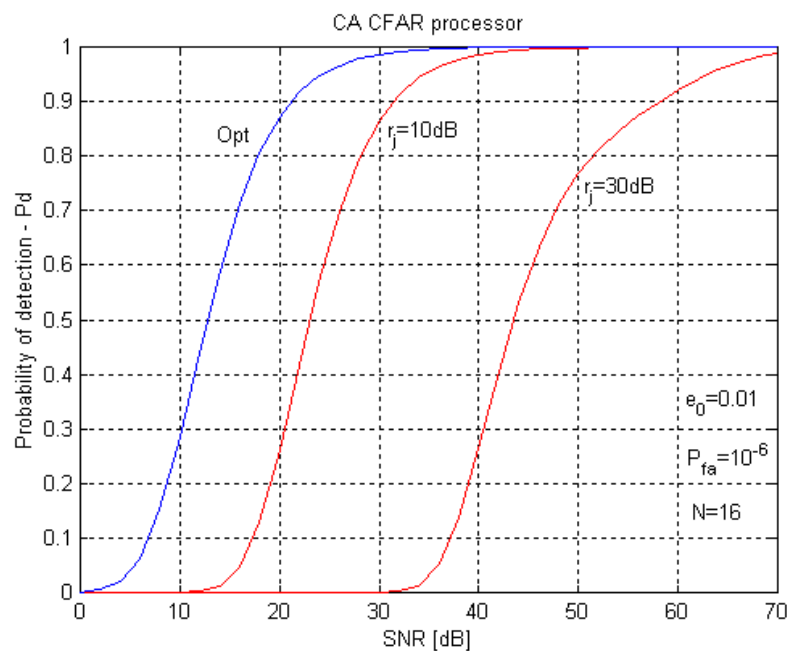
Вероятността на правилно откриване на изследвания откривател се увеличава с увеличаването на средната мощност на полезния сигнал. Интерес на настоящата работа представлява чувствителността на ПЧЛТ откривателя към промяната на параметрите на хаотично импулсните смущения. Вероятността на правилно откриване се определят с помощта на уравнение (2.24). При стойности на $\lambda_0=1$, $N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$, $r_j=30\text{dB}$ и вероятност за поява на ХИС $e_0=0, 0.01, 0.033, 0.066$ и 0.1 , изменението на вероятността е показано на фиг. 2.6.



Фиг. 2.6 Вероятност на правилно откриване на ПЧЛТ процесор в условие на ХИС с променяща се интензивност. С Opt е отбелязана вероятността на правилно откриване на оптималният откривател. ($\lambda_0=1$, $P_{fa}=10^{-6}$, $N=16$)

Увеличаването на вероятността за поява на хаотично импулсни смущения води до намаляване на вероятността за правилно откриване при фиксирана стойност на отношението сигнал/шум. Наличието на ХИС, дори и с малка интензивност (0.01), води до увеличаване на загубите на откривателя спрямо оптималния откривател с около 30dB при средна мощност на смущението $r_j=30\text{dB}$.

Вероятността на правилно откриване на осредняващия ПЧЛТ (CA CFAR) откривател намалява и при увеличаването на средната мощност на хаотично импулсните смущения. При стойности на $\lambda_0=1$, $N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$, $e_0=0.01$ и $r_j=10$ и 30dB вероятността на правилно откриване е показана на фиг. 2.7. Увеличаването на средната мощност на смущението с около 20dB води до увеличаване на загубите на откривателя с около 20 до 30dB.



Фиг. 2.7 Вероятност на правилно откриване на ПЧЛТ процесор в условие на ХИС със средна мощност $r_j=10, 30\text{dB}$ и вероятност за поява 0.01. С Opt е отбелязана вероятността на правилно откриване на оптималния откривател.

В табл. 2.2 са дадени стойности на отношението сигнал/шум в dB на осредняващ ПЧЛТ откривател (CA CFAR) при вероятност на правилно откриване 0.5. Резултатите са получени в условията на хаотично импулсни смущения с мощност 10 и 30dB и вероятност за поява 0, 0,01, 0,033, 0,066 и 0,1. Откривателят поддържа вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} и е изследван за два размера на обучаващия прозорец 16 и 32.

e_0	SNR_{opt}	$N=16$		$N=32$	
		$r_j=10$ dB	$r_j=30$ dB	$r_j=10$ dB	$r_j=30$ dB
0	12.8	14.8	14.8	13.82	13.82
0.01		23.3	43.5	22.49	43.05
0.033		24.68	48.4	23.87	48
0.066		25.65	57.1	24.84	57
0.1		26.13	60.5	25	60.4

Табл. 2.2 Отношението сигнал/шум (SNR) в dB при вероятности на правилно откриване $P_D=0.5$ и лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$

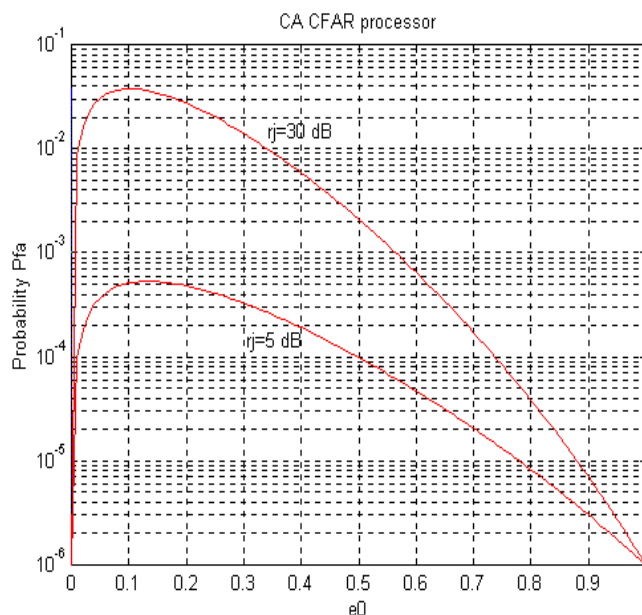
Отношението сигнал/шум на оптималния откривател е 12.8dB за вероятност на правилно откриване 0.5.

Изследването на осредняващия ПЧЛТ откривател показва, че увеличаването на мощността и вероятността за поява на хаотично импулсните смущения, съществено влошава работата му. Увеличаването на размера на обучаващия прозорец не води до забележимо намаляване на отношението сигнал/шум при фиксирана вероятност на правилно откриване, поради което в дисертацията основно се използва размер на обучаващият 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 [3*, 8*, 11*].

2.2.1.2. Вероятност на лъжлива тревога на осредняващ ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на хаотично импулсни смущения.

Основната идея, заложена в ПЧЛТ откривателя е да открива цели, при постоянна вероятност на лъжлива тревога. Това се постига с избора на подходящ скаларен фактор. Променяйки средата на работа на откривателя е необходимо скаларният фактор T да се променя така, че да поддържа вероятността на лъжлива тревога на откривателя постоянна. Влиянието на постоянен (не променящ се) скаларен фактор над вероятността на лъжлива тревога на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател в условията на хаотично импулсни смущения с променяща се интензивност и мощност е показано на фиг. 2.8. Резултатите са получени за скаларен фактор, поддържащ вероятността на лъжлива тревога постоянна в условие на бял шум $T = f(P_{fa}, N) = const$. В него не е отчетено влиянието на интензивността и мощността на импулсните смущения. При $\lambda_0 = 1$, $P_{fa} = 10^{-6}$ и $N = 16$ скаларният фактор има стойност $T = 1.3713$, определена чрез (1.19). Резултатите от изследването са оригинални и са публикувани в [2*]. С цел да се получи по-пълна

представа за влиянието на скаларния фактор върху вероятността на лъжлива тревога в [2*] е изследван ПЧЛТ откривател за стойности на вероятността за поява на ХИС в диапазона от 0 до 1.



Фиг. 2.8 Вероятност на лъжлива тревога на осредняващ ПЧЛТ откривател при постоянен скаларен фактор и променящи се параметри на ХИС.

$$(\lambda_0 = 1, P_{fa} = 10^{-6}, N = 16)$$

От получените резултати на фиг. 2.8 се вижда, че вероятността на лъжлива тревога в ПЧЛТ откривателя не се поддържа постоянна. С увеличаване на средната мощност на импулсните смущения вероятността на лъжлива тревога расте, като при $r_j = 30\text{dB}$ и $e_0 = 0.1$ тя нараства до 10^{-2} . Увеличаването на вероятността за поява на ХИС след $e_0 = 0.1$ води до намаляване на вероятността за лъжлива тревога. Това се дължи на факта, че наличието на повече импулсни смущения в обучаващия прозорец водят до увеличаване на оценката V , което от своя страна увеличава прага на откривателя.

2.2.2. Среден праг на откриване (ADT) на осредняващ ПЧЛТ процесор

Прилагайки математическия апарат предложен от Rohling [121], в дисертацията е получен математически израз за средния праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател в условията на Поасоново разпределен ХИС. Средният праг на откриване се изчислява с помощта на (1.24). Той отговаря на отношението сигнал/шум на откривателя при вероятност на правилно откриване 0.5. Получените резултати са оригинални и са публикувани в [6*].

Полагайки $U = T / \lambda_0$ във формула (2.23) се получава моментно генериращата функция на оценката на нивото на шума в обучаващия прозорец.

$$M_v\left(\frac{T}{\lambda_0}\right) = \sum_{i=0}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left[(1+T)^{i-N} (1+T(1+r_j))^{-i} \right] \quad (2.26)$$

За първата производна на този израз се получава:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} M_v\left(\frac{T}{\lambda_0}\right) = \sum_{i=0}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} \left[(i-N)(1+T)^{i-N-1} (1+T(1+r_j))^{-i} + \right. \\ \left. + (-i)(1+T)^{i-N} (1+T(1+r_j))^{-i-1} ((1+r_j)) \right] \end{aligned} \quad (2.27)$$

При полагане на $T = 0$ в горното уравнение се получава средният праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) процесор в условията на Поасоново разпределен ХИС.

$$ADT_{CACFAR} = T \left(-\frac{d}{dT} M_v\left(\frac{T}{\lambda_0}\right) \Big|_{T=0} \right) = T \sum_{i=0}^N C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} (N + ir_j) \quad (2.28)$$

където T е скаларния фактор, поддържащ постоянна честота на лъжлива тревога в откривателя. При отсъствие на ХИС или при $e_0 = 0$ средният праг на откриване е $ADT_{CACFAR} = TV$, както е получено и от Gandhi и Kassam в [58].

В табл. 2.3 са дадени стойности на средния праг на откриване (ADT) в dB на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател.

e_0	ADT_{opt}	$N=16$		$N=32$	
		$r_j=10$ dB	$r_j=30$ dB	$r_j=10$ dB	$r_j=30$ dB
0	11.4	13.4	13.4	12.38	12.38
0.01		21.7	51.27	21	50.53
0.033		23.45	56.68	22.5	55.67
0.066		24.54	59.7	23.45	58.4
0.1		24.93	61.4	23.7	59.73

Табл. 2.3 Среден праг на откриване (ADT) в dB при вероятност на

лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$

Резултатите са получени за хаотично импулсни смущения с мощност 10 и 30dB и вероятност за поява 0, 0,01, 0,033, 0,066 и 0,1. Откривателят поддържа вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} и е изследван за два размера на обучаващия прозорец 16 и 32.

Средният праг на откриване на оптималния откривател има стойност 11.4dB при вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} . Той се определя като $ADT_{opt} = -\log(P_{fa})$ [58, 121].

Получените резултати за средния праг на откриване потвърждават характера на работа на откривателя при промяна на параметрите на хаотично импулсните смущения. Увеличаването на мощността и вероятността за поява на хаотично импулсните смущения, води до увеличаване на средния праг на откриване. Увеличаването на размера на

обучаващия прозорец в откривателя от 16 на 32 води до незначително намаляване на средния праг на откриване с около 1dB.

2.2.3. Загуби на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател в условия на Поасонов модел на ХИС, спрямо оптималния откривател.

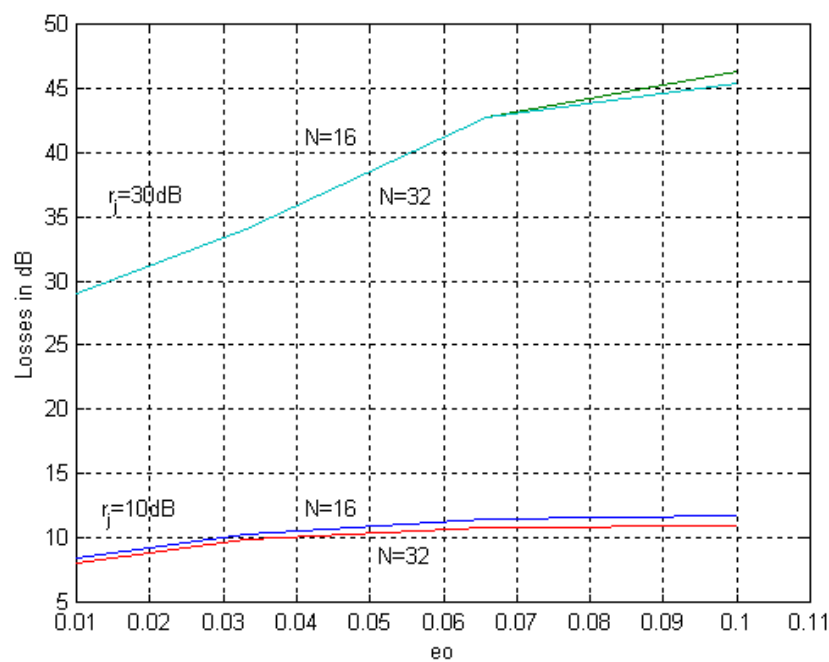
2.2.3.1 Загуби, получени посредством вероятностните характеристики на ПЧЛТ откривателя.

Ефективността на ПЧЛТ откривателя е оценена спрямо оптималния откривател с помощта на конвенционалния метод, използващ разликата в отношение сигнал/шум при фиксирана вероятност на правилно откриване, в случая тя е 0.5. Загубите в табл. 2.4 са получени при няколко стойности на средната мощност на отношението смущение/шум, вероятността на поява на хаотично импулсни смущения, големината на обучаващия прозорец и вероятността на лъжлива тревога. От получените резултати се вижда чувствителността на изследвания откривател към промяната на входните му параметри в променяща се среда с хаотично импулсни смущения.

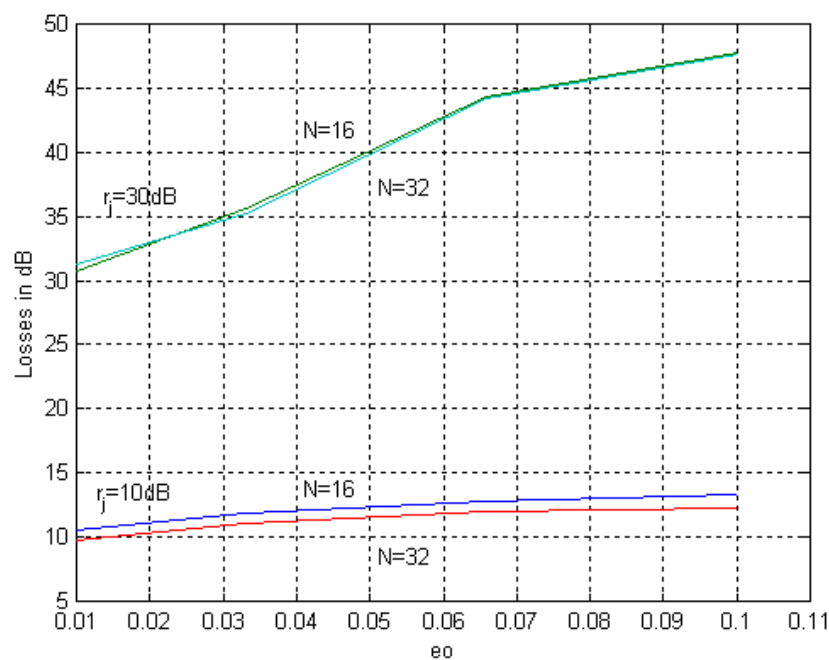
P_{fa}	e_0	$P_d=0.5$			
		$N=16$		$N=32$	
		$r_j=10$	$r_j=30$	$r_j=10$	$r_j=30$
10^{-4}	0	1.13	1.13	0.6	0.6
	0.01	8.06	28.13	7.88	28.34
	0.1	11.73	46.13	10.83	44.01
10^{-6}	0	2	2	1.02	1.02
	0.01	10.5	30.7	9.69	31.25
	0.1	13.33	47.7	12.2	47.6

Табл. 2.4 Загуби на ПЧЛТ откривател спрямо оптималния откривател, получени с помощта на вероятностните характеристики на откривателя

Загубите на ПЧЛТ откривателя се увеличават с увеличаване на честотата за поява на ХИС и с увеличаване на средната им мощност. Намаляването на загубите може да се получи при увеличаване на големината на обучаващия прозорец или увеличаване на вероятността на лъжлива тревога, но това намаляване е незначително в порядъка на 1-2dB. По съществено намаляване на загубите може да се постигне с помощта на допълнителни обработки на сигнала в обучаващия прозорец. Такава обработка ще разгледаме в следващите параграфи.



a) $P_{fa}=10^{-4}$



б) $P_{fa}=10^{-6}$

Фиг. 2.9 Загуби на ПЧЛТ откривател спрямо оптималния откривател, получени посредством вероятностни характеристики.

Изменението на загубите с увеличаване на вероятността за поява на ХИС, получени посредством вероятностните характеристики при $P_d=0.5$, $P_{fa}=10^{-4}$ и 10^{-6} са показани на

фиг. 2.9 а) и б). Загубите са получени за ХИС със средна мощност 10 и 30dB и големина на обучаващия прозорец на ПЧЛТ откривателя 16 и 32. Както се вижда от фиг. 2.9 а) загубите на ПЧЛТ откривателя с осредняване са от порядъка на 8-12dB при ХИС със средна мощност 10dB и около 29-45dB при ХИС с мощност 30dB. При вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} (фиг. 2.9 б) загубите са от порядъка на 10-13dB при ХИС със средна мощност 10dB и около 32-48dB при ХИС с мощност 30dB. Резултатите от изследването са оригинални и са публикувани в [3*].

Промяната на големината на обучаващия прозорец от 16 на 32 не оказва почти никакво влияние върху загубите при наличие на ХИС с висока средна мощност $r_j=30$ dB.

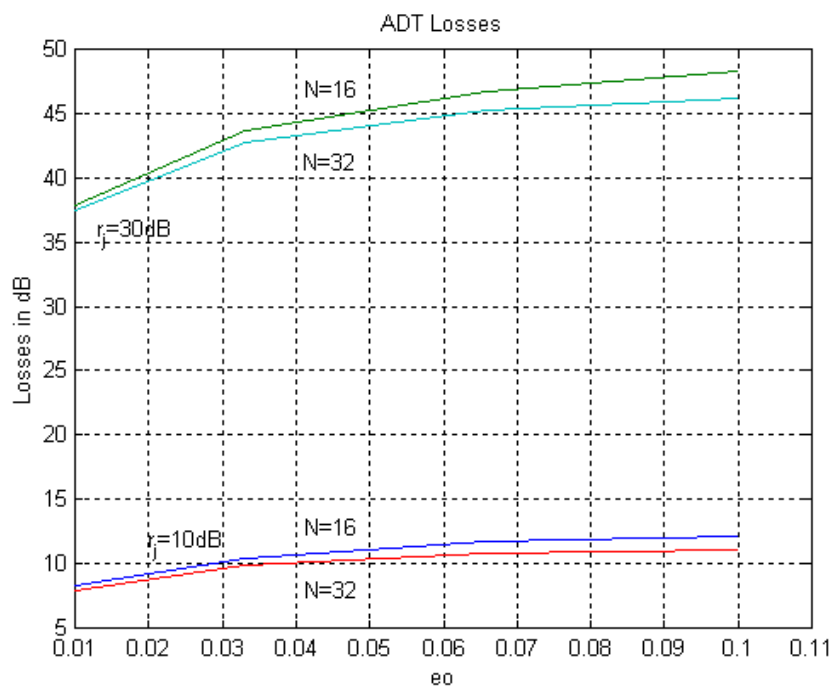
2.2.3.2 Загуби, получени посредством израза за среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател

Загубите на изследвания откривател, получени при някои стойности на средната мощност на отношението смущение/шум, вероятността на поява на хаотично импулсни смущения, големината на обучаващия прозорец и вероятността на лъжлива тревога са дадени в табл. 2.5.

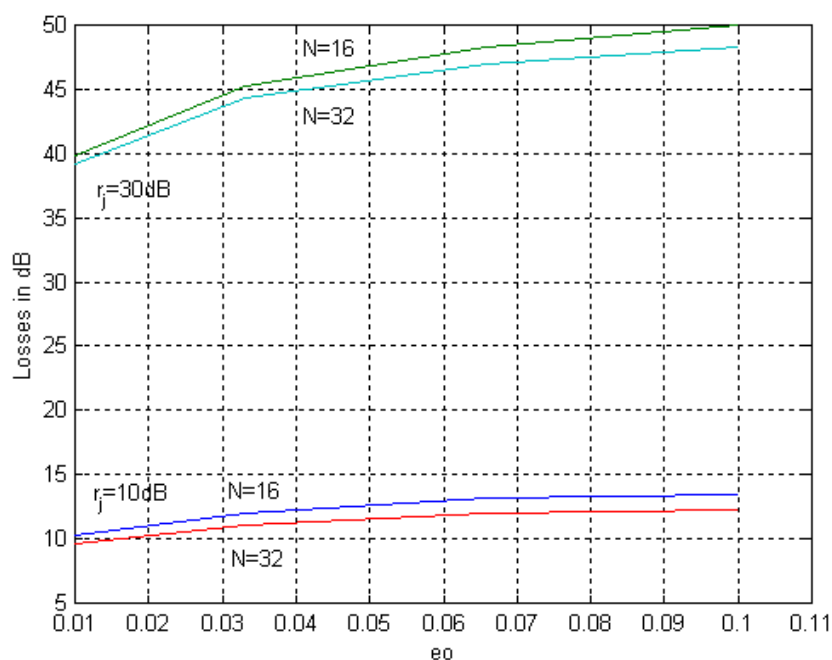
P_{fa}	e_0	ADT загуби			
		$N=16$		$N=32$	
		$r_j=10$	$r_j=30$	$r_j=10$	$r_j=30$
10^{-4}	0	1.3	1.3	0.64	0.64
	0.01	8.33	37.8	7.94	37.39
	0.1	12.1	48.3	11.09	46.17
10^{-6}	0	2	2	0.97	0.97
	0.01	10.3	39.87	9.58	39.13
	0.1	13.5	50	12.3	48.3

Табл. 2.5 Загуби на ПЧЛТ откривател спрямо оптималния откривател
получени чрез аналитичния среден праг на откриване.

Изменението на загубите с увеличаване на вероятността за поява на ХИС, получени посредством ADT метода при $P_{fa}=10^{-4}$ и 10^{-6} са показани на фиг. 2.10 а) и б). Загубите са получени за ХИС със средна мощност 10 и 30dB и големина на обучаващия прозорец на ПЧЛТ откривателя 16 и 32.



а) $P_{fa}=10^{-4}$

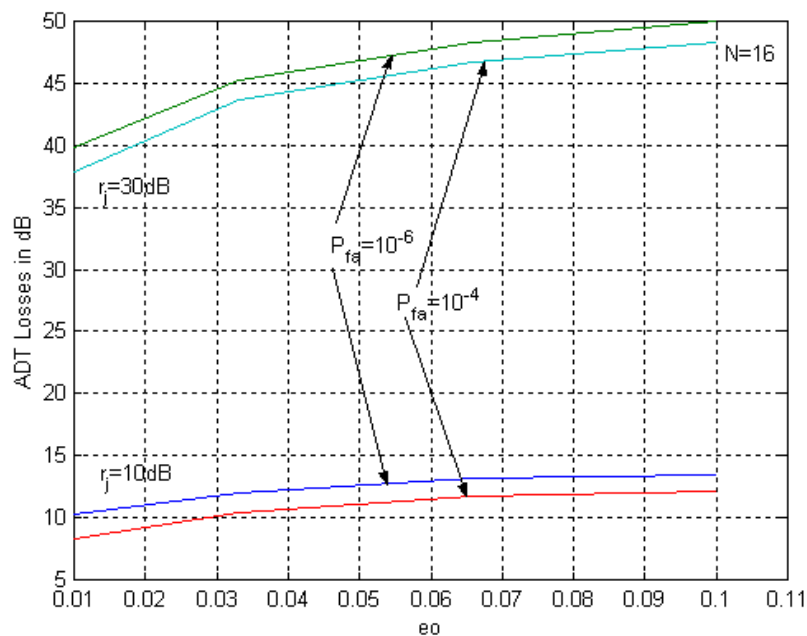


б) $P_{fa}=10^{-6}$

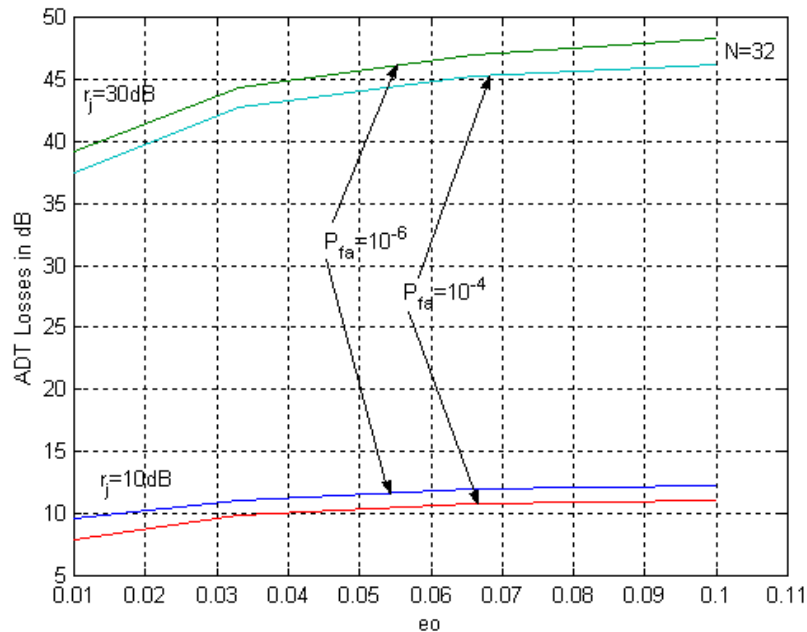
Фиг. 2.10 Загуби на ПЧЛТ откривател спрямо
оптималния откривател получени чрез ADT метода.

Загубите на СА CFAR откривателя при $P_{fa}=10^{-4}$ както се вижда от фиг. 2.10 а), са от порядъка на 8-12dB при ХИС със средна мощност 10dB и около 42-44dB при ХИС с мощност 30dB. При вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} (фиг. 2.10 б) загубите при ХИС

със средна мощност 10dB са от порядъка на 10-13dB и около 40-50dB при ХИС с мощност 30dB.



а)Размер на обучаващ прозорец $N=16$



б)Размер на обучаващ прозорец $N=32$

Фиг. 2.11 Загуби на ПЧЛТ откривател получени посредством аналитично изведения среден праг на откриване (ADT)

Изменението на загубите на осредняващ ПЧЛТ откривател при вероятности на лъжлива тревога 10^{-6} и 10^{-4} за ХИС с мощност 10 и 30dB и големина на обучаващия

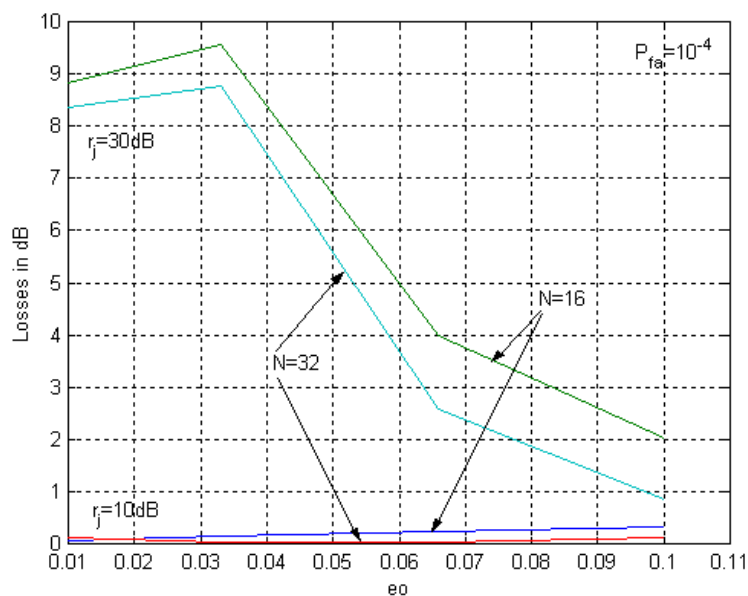
прозорец 16 и 32 са показани на фиг. 2.11 а) и б). Резултатите от изследването са оригинални и са публикувани в [3*].

Използването на по-висока вероятност на лъжлива тревога (10^{-4}) в сравнение със случая на 10^{-6} , намалява загубите в откривателя с около 2-3dB при ХИС с мощности 10 и 30dB. Увеличаването на размера на обучаващата извадка от 16 на 32 клетки на разрешение на радара намалява загубите с около 1-2dB.

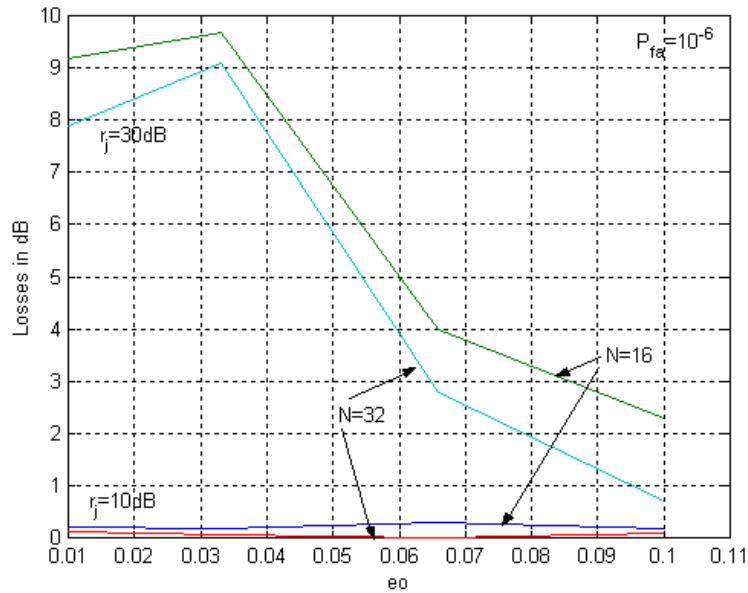
2.2.3.3 Сравнителен анализ по загуби на осредняващ ПЧЛТ откривател.

Загубите на изследвания откривател, получени посредством вероятностни характеристики и среден праг на откриване са близки по характер. Тенденцията в изменението и при двата метода е еднакво, но се различават по големината си. Получени са оригинални резултати и са публикувани в [3*].

Разликите в загубите между двата метода са получени чрез изваждане на загубите от ADT метода и тези от вероятностните характеристики. Резултатите са показани на фиг. 2.12 а) и б), при вероятности за лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-4}$ и 10^{-6} , параметри на хаотично импулсните смущения: средна мощност $r_j=10$ и 30dB и вероятност за поява e_0 от 0.01 до 0.1. Големината на обучаващия прозорец на откривателя е $N=16$ и 32, а средната мощност на вътрешен шум на приемника е $\lambda_0 = 1$.



a) $P_{fa}=10^{-4}$



б) $P_{fa}=10^{-6}$

Фиг. 2.12 Разлики между загубите получени с ADT метода и метода с вероятностни характеристики при $P_d=0.5$

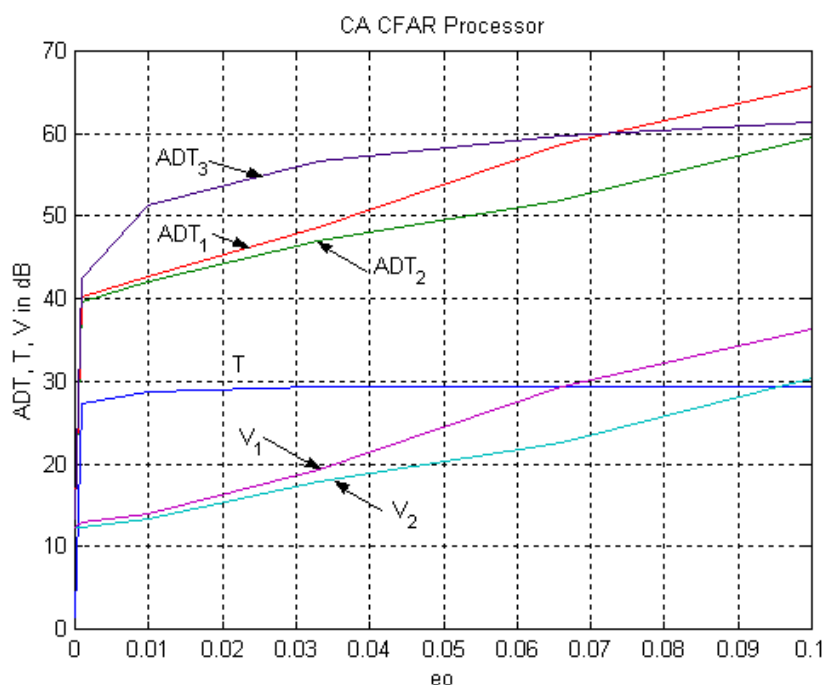
При хаотично импулсни смущения с малка средна мощност (10dB), разликата между двата метода за оценка е малка. Това дава правото за взаимна заменяемост между двата метода при определяне на загубите, но само в случая на смущения с малка средна мощност. Разликите в загубите получени по двата метода се увеличават с увеличаване на средната мощност на хаотично импулсните смущения. При ХИС с мощност 30dB тази разлика достига до 8-9dB. Това се дължи на разликата в методите за определяне на загубите на откривателя. Увеличаването на големината на обучаващият прозорец от 16 на 32 намалява разликите между двата метода за оценяване с около 1dB при ХИС с мощност $r_j=30\text{dB}$.

2.2.4. Сравнителен анализ на средния праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател.

Средният праг на откриване в осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател е получен чрез аналитичната си зависимост, Монте Карло симулация на моделиран откривател и вероятностните характеристики. Резултатите от изследването са оригинални и са публикувани в [6*].

Средният праг на откриване (ADT), оценката на нивото на шума (V) и скаларният фактор (T) на изследвания ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов модел на хаотично

импулсни смущения с мощност 30dB и вероятност за поява от 0 до 0.1 са показани на фиг. 2.13. Резултатите са получени при $P_{fa}=10^{-6}$, $N=16$ и $\lambda_0=1$. С индекс 1 са означени резултатите, получени посредством моделиране и Монте Карло симулация, с 2 са отбелязани стойностите получени посредством вероятностните характеристики при $P_d=0.5$, а с 3 средният праг на откриване, получен от аналитично изведената зависимост за ADT.



Фиг. 2.13 Среден праг на откриване (ADT), оценка на нивото на шума (V) и скаларен фактор (T) на ПЧЛТ откривател в условие на ХИС. Резултатите от моделирането са означени с индекс 1, от вероятностните характеристики с 2 и от аналитичния израз за ADT с 3. ($\lambda_0=1$, $P_{fa}=10^{-6}$, $N=16$, $r_f=30\text{dB}$)

Увеличаване на вероятността за поява на импулсни смущения, води до увеличаване на оценката на нивото на шума (V) в обучаващия прозорец. То от своя страна увеличава средния праг на откриване (ADT) на ПЧЛТ (CA CFAR) процесора. Скаларният фактор, поддържащ вероятността на лъжлива тревога постоянна, се запазва почти непроменен.

Получените резултати показват, че и трите начина дават близки резултати за средния праг на откриване на ПЧЛТ процесора при Поасоново разпределен ХИС.

2.3. ПЧЛТ ПРОЦЕСОР С ОСРЕДНЯВАНЕ В УСЛОВИЯТА НА БИНОМНО РАЗПРЕДЕЛЕНИ ХАОТИЧНО ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ

В настоящия параграф е изследван осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател в радиолокационна среда с биномно разпределени хаотично импулсни смущения. Посредством методиката в [33] са изведени нови зависимости за вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на откривателя. Получени са конкретни стойности за скаларния фактор на откривателя при промяна на вероятността за поява и мощността на ХИС. Изследвана е промяната на вероятността на правилно откриване във функция на вероятността за поява на ХИС. Изведена е зависимостта на средния праг на откриване (ADT) на откривателя (CA CFAR), използвайки методиката предложена в [121]. Направен е сравнителен анализ на средният праг на откриване, получен посредством израза за вероятността на правилно откриване, Монте Карло симулация на моделиран (CA CFAR) откривател и израза за ADT. Изследвано е влиянието на входния модел на потока (Поасонов или биномен) върху средния праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател. Изследвана е чувствителността на откривателя към некоректно избран скаларен фактор. Получените резултати са оригинални и са публикувани в [1*, 10*].

2.3.1. Вероятностни характеристики на осредняващ ПЧЛТ откривател

Вероятностните характеристики на осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на биномно разпределени хаотично импулсни смущения са получени в дисертацията по методика, както в случая на Поасонов модел на потока. Както беше споменато по-горе в дисертацията, биномният модел на потока от хаотично импулсни смущения се използва при високи вероятности за поява на ХИС, по-големи от вероятност 0.1.

Използвайки (1.9) и (2.20), вероятността на правилно откриване може да се запише, като:

$$P_D = (1-e)^2 M_v \left(\frac{T}{\lambda_0(1+s)} \right) + 2e(1-e) M_v \left(\frac{T}{\lambda_0(1+r_j+s)} \right) + e^2 M_v \left(\frac{T}{\lambda_0(1+2r_j+s)} \right) \quad (2.29)$$

където e е интензивността (честотата) на хаотично импулсните смущения, $M_v(.)$ е моментно генериращата функция на оценката на нивото на шума. Замествайки вероятностната функция на разпределение (2.20) в (1.16) за МГФ на случайната променлива x се получава израза:

$$M_x(U) = \frac{(1-e)^2}{1+U\lambda_0} + \frac{2e(1-e)}{1+U\lambda_0(1+r_j)} + \frac{e^2}{1+U\lambda_0(1+2r_j)} \quad (2.30)$$

Моментно генериращата функция на оценката на нивото на шума в обучаващата извадка е получена от (1.15) и (2.30).

$$M_v(U) = \sum_{i=0}^N \frac{C_N^i e^{2i}}{(1+U\lambda_0(1+2r_j))^i} \sum_{j=0}^{N-i} \frac{C_{N-i}^j (2e(1-e))^j (1-e)^{2(N-i-j)}}{(1+U\lambda_0(1+r_j))^j (1+U\lambda_0)^{N-i-j}} \quad (2.31)$$

Вероятността на правилно откриване на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател за цел от вида Сверлинг II, в условията на биномно разпределени хаотично импулсни смущения се получава посредством заместване на (2.31) в (2.29). Резултати са публикувани в [1*, 10*].

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

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

$$R_2 = \frac{2e(1-e)}{\left(1 + \frac{T(1+2r_j)}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T(1+r_j)}{1+r_j+s}\right)^j \left(1 + \frac{T}{1+r_j+s}\right)^{N-i-j}}$$

$$R_3 = \frac{e^2}{\left(1 + \frac{T(1+2r_j)}{1+2r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T(1+r_j)}{1+2r_j+s}\right)^j \left(1 + \frac{T}{1+2r_j+s}\right)^{N-i-j}}$$
(2.32)

Полагайки отношението сигнал/шум равно на нула ($s=0$) в (2.32) се получава вероятността на лъжлива тревога на осредняващия ПЧЛТ (CA CFAR) откривател.

$$P_{fa} = \sum_{i=0}^N C_N^i e^{2i} \sum_{j=0}^{N-i} C_{N-i}^j (2e(1-e))^j (1-e)^{2(N-i-j)} \{R_{11} + R_{22} + R_{33}\}$$

$$R_{11} = \frac{(1-e)^2}{(1+T(1+2r_j))^i (1+T(1+r_j))^j (1+T)^{N-i-j}}$$

$$R_{22} = \frac{2e(1-e)}{\left(1 + \frac{T(1+2r_j)}{1+r_j}\right)^i (1+T)^j \left(1 + \frac{T}{1+r_j}\right)^{N-i-j}}$$

$$R_{33} = \frac{e^2}{(1+T)^i \left(1 + \frac{T(1+r_j)}{1+2r_j}\right)^j \left(1 + \frac{T}{1+2r_j}\right)^{N-i-j}}$$
(2.33)

Скаларният фактор T на откривателя се получава от (2.33), при $P_{fa} = const$. В табл. 2.6 са дадени стойности на скаларния фактор при големина на обучаващия прозорец $N=16$, вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, вероятност за поява на ХИС от 0.1 до 1 и средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30$ dB.

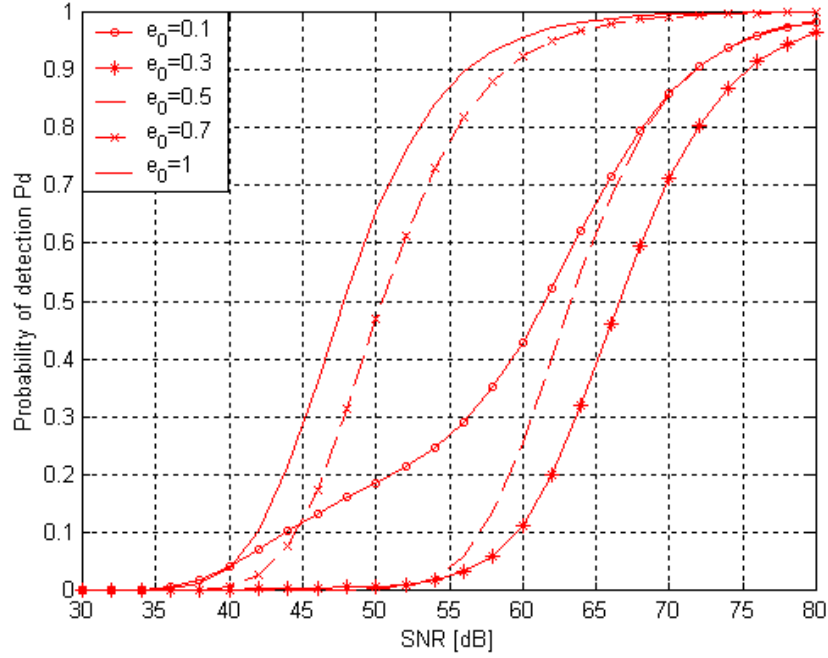
Вероятност за поява на ХИС	Честота за поява на ХИС e	Скаларен фактор T	Скаларен фактор T (dB)
0.1	0.0513	1004.5	30.02
0.2	0.1056	903.4	29.56
0.3	0.1633	690.82	28.4
0.4	0.2254	431	26.34
0.5	0.2929	169.5	22.29
0.6	0.3675	16.1	12.07
0.7	0.4523	5.57	7.46
0.8	0.5528	3.38	5.29
0.9	0.6838	2.31	3.64
1	1	1.37	1.37

Табл. 2.6 Скаларния фактор на осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател

За разлика от скаларния фактор получен при Поасонов модел на ХИС, където той се увеличаваше с увеличаването на вероятността за поява на импулсни смущения (от 0 до 0.1), то при биномен поток той намалява. Това се дължи на факта, че при малки вероятности за поява на ХИС, стойността на оценката на нивото на шума в откривателя е сравнително малка. Нарастването на честотата на поява на хаотично импулсни смущения води до увеличаване на оценката на шума в откривателя и това от своя страна намалява скаларния фактор, който гарантира поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна. При вероятност за поява на ХИС равна на единица, или това е случая на пълно запълване на клетките на разрешение на радара със смущения, скаларният фактор добива стойност както при бял шум (вероятност за поява на ХИС = 0). Това е така, защото хаотично импулсните смущения стават като фонов шум и те вдигат нивото на белият шум, в този случай на откривателя е необходим скаларен фактор като за бял шум.

Изменението на вероятността на правилно откриване на осредняващия ПЧЛТ откривател (CA CFAR) във функция на вероятността за поява на ХИС е показано на фиг.2.14. Увеличаването на вероятността за поява на импулсните смущения от 0.1 до 0.3 води до намаляване на вероятността на правилно откриване при фиксирана стойност на отношението сигнал шум. След вероятности за поява на импулсни смущения 0.3, вероятността на правилно откриване се увеличава като при вероятност за поява 1 вероятността за правилно откриване е както в случая без ХИС. Това е така защото всички

клетки на радара се запълват със смущения, а това увеличава само фоновия шум на приемника.



Фиг. 2.14 Вероятност на правилно откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател при биномно разпределен ХИС. ($r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0 = 1$, $N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$)

2.3.2. Среден праг на откриване (ADT) на осредняващ ПЧЛТ процесор в условия на биномно разпределени хаотично импулсни смущения

Аналитичното извеждане на зависимостта на средния праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на биномно разпределен ХИС е получено с методиката предложена от Rohling [121], използвайки израз (1.25). Получените резултати са оригинални и са публикувани в [1*, 10*].

Полагайки $U = T / \lambda_0$ във формула (2.31) се получава моментно генериращата функция на оценката на нивото на шума в обучаващия прозорец на откривателя.

$$M_v\left(\frac{T}{\lambda_0}\right) = \sum_{i=0}^N \frac{C_N^i e^{2i}}{(1+T(1+2r_j))^i} \sum_{j=0}^{N-i} \frac{C_{N-i}^j (2e(1-e))^j (1-e)^{2(N-i-j)}}{(1+T(1+r_j))^j (1+T)^{N-i-j}} \quad (2.34)$$

Този израз може да го запишем и във вида:

$$M_v\left(\frac{T}{\lambda_0}\right) = \left\{ \sum_{i=0}^N C_N^i e^{2i} \sum_{j=0}^{N-i} C_{N-i}^j (2e(1-e))^j (1-e)^{2(N-i-j)} \right\} \left\{ \frac{(1+T(1+r_j))^{-j} (1+T(1+2r_j))^{-i}}{(1+T)^{N-i-j}} \right\} \quad (2.35)$$

Както се вижда от (2.35), изразът в първите скоби не е функция на скаларния фактор T , затова за да определим първата производна на (2.35) по отношение на T ние намираме

производната само на втория израз. В получения израз за първата производна спрямо T полагаме $T = 0$. След математически преобразувания се получава средният праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ процесор в условията на биномно разпределени хаотично импулсни смущения.

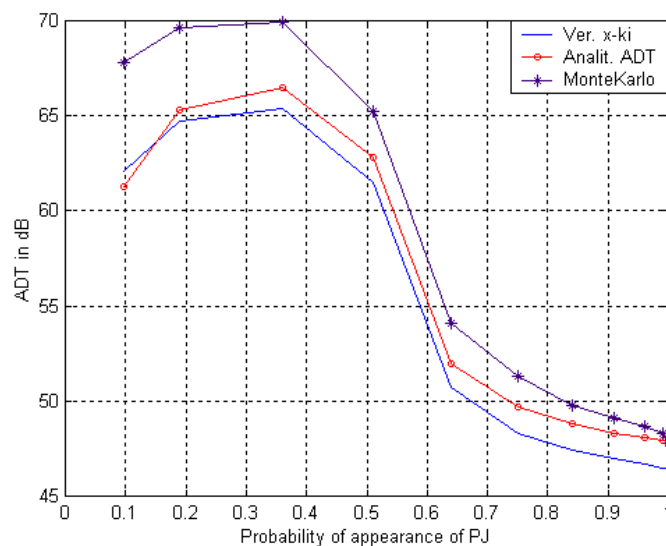
$$ADT_{CACFAR} = T \sum_{i=0}^N C_N^i e^{2i} \sum_{j=0}^{N-i} C_{N-i}^j (2e(1-e))^j (1-e)^{2(N-i-j)} (N + r_j(2i+j)) \quad (2.36)$$

където T е скаларния фактор, e е честотата на поява на ХИС, r_j е средната мощност на ХИС, N е големината на обучаващия прозорец.

Полученият израз за среден праг на откриване (ADT) на осредняващ ПЧЛТ откривател в условията на биномно разпределен ХИС обобщава случая и на Поасоново разпределение. Ако в (2.36) положим $j=0$ и приемем, че нямаме импулсни смущения със удвоена средна мощност $2r_j=0$ и вероятностите за поява на ХИС клонят както следва $e^2 \rightarrow e_0$ и $(1-e)^2 \rightarrow (1-e_0)$, то непосредствено се получава (2.28). При пълно отсъствие на хаотично импулсни смущения ($e=0$) средният праг на откриване придобива вида: $ADT_{CACFAR} = TV$. Този израз за среден праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател е получен и от Gandhi и Kassam в [58].

2.3.3. Сравнителен анализ на среден праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател в условия на биномен модел на ХИС

Средният праг на откриване (ADT) на изследвания откривател в условие на ХИС с биномно разпределение, отговарящо на вероятност за поява на ХИС от 0.1 до 1 е показан на фиг. 2.15, получен по три различни метода.



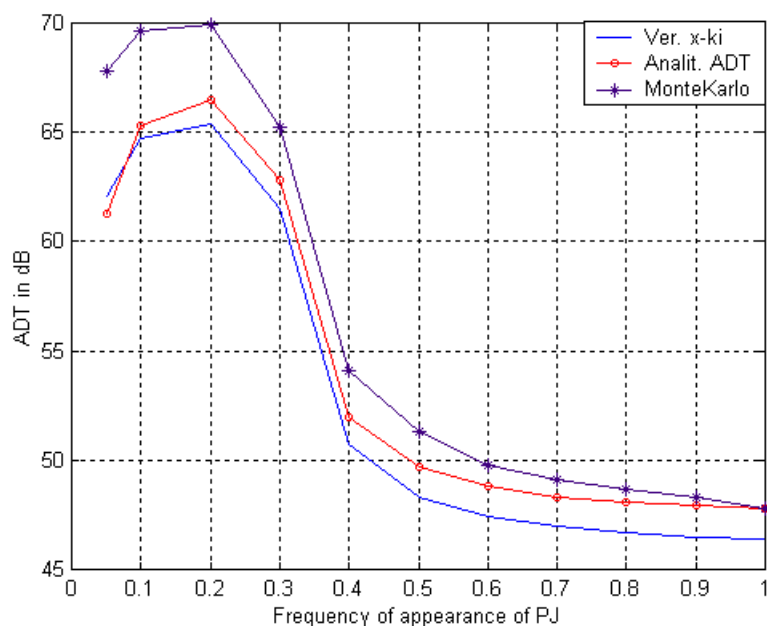
Фиг. 2.15 Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател във функция на вероятността на поява на биномно разпределен ХИС. ($r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0 = 1$, $N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$)

Средният праг е получен посредством аналитично изведената зависимост за ADT (2.36), вероятностните характеристики на откривателя (2.32) при $P_d=0.5$ и посредством Монте Карло симулация на моделиран осредняващ ПЧЛТ откривател.

Резултатите са получени при хаотично импулсни смущения със средна мощност $r_j=30\text{dB}$, средна мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$, големина на обучаващия прозорец на откривателя $N=16$ и вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$.

Средният праг на откриване получен и по трите метода, запазва тенденцията си на изменение при промяна на вероятността на поява на хаотично импулсни смущения. Съществуват и различия в стойностите на тези прагове, но те са в порядъка на 1-5dB при ХИС с мощност 30dB. При по-малки мощности на смущението тези разлики почти не съществуват. Разликите в стойностите на праговете се дължат на различните методи за тяхното определяне. В практиката се използват и трите метода за определяне на ефективността на откривателя, като и трите се считат за достатъчно приемливи.

При вероятности за поява на биномно разпределен ХИС в интервала 0.1 до 0.5 средният праг на откривателя е в границите на 60-65dB. След вероятност за поява на ХИС 0.5, или след 50% запълване на клетките на разрешение на радара, смущенията се явяват като фонов шум в резултат на което, средният праг на откриване в ПЧЛТ откривателя намалява до около 47dB. Резултатите са публикувани в [1*].



Фиг. 2.16 Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател във функция на честотата на поява на биномно разпределен ХИС. ($r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0 = 1$, $N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$)

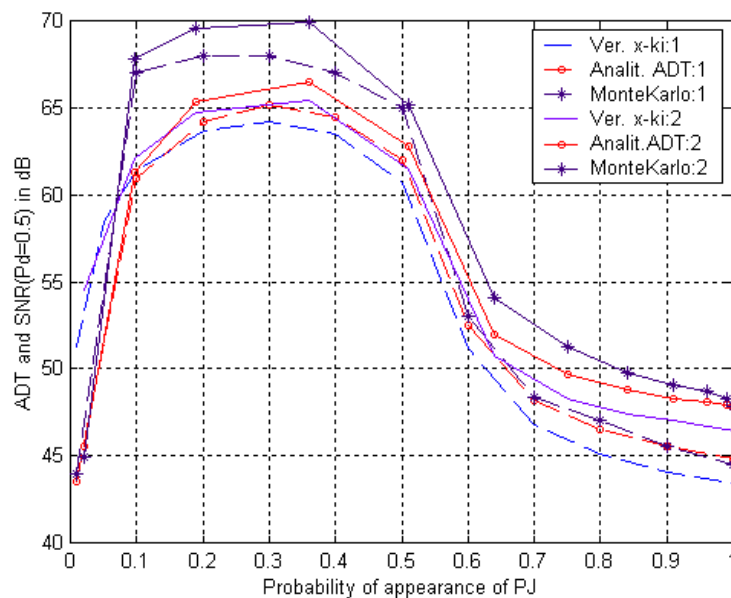
Вероятността на поява на ХИС при биномен закон на разпределение, както е показано на фиг.2.2 има връзка с честотата за поява на ХИС със зависимостта (2.4). При същите входни параметри както за фиг. 2.15 ($r_j=30dB$, $\lambda_0=1$, $N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$), средният праг на откриване във функция на честотата на поява на биномно разпределен ХИС е показан на фиг. 2.16.

2.3.4. Сравнителен анализ по среден праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател при Поасонов и при биномен поток на хаотично импулсни смущения

Поасоновият и биномният модел на потока на хаотично импулсните смущения са почти неразличими при малки вероятности за поява на ХИС (от 0 до 0.1), но при вероятности по-големи от 0.1 двата потока съществено се различават.

За да сравним работата на осредняващия ПЧЛТ откривател в двата модела на разпределение на хаотично импулсните смущения, ние извършваме изследването в целия диапазон на вероятността за поява на ХИС и за двата вида разпределения. Тези изследвания носят оригинален характер и са публикувани в [1*].

Средните прагове на откриване на осредняващ ПЧЛТ (СА CFAR) откривател за двете разпределения на хаотично импулсните смущения са показани на фиг. 2.17.



Фиг. 2.17 Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател във функция на вероятността на поява на Поасонов (1) и биномно (2) разпределен ХИС.

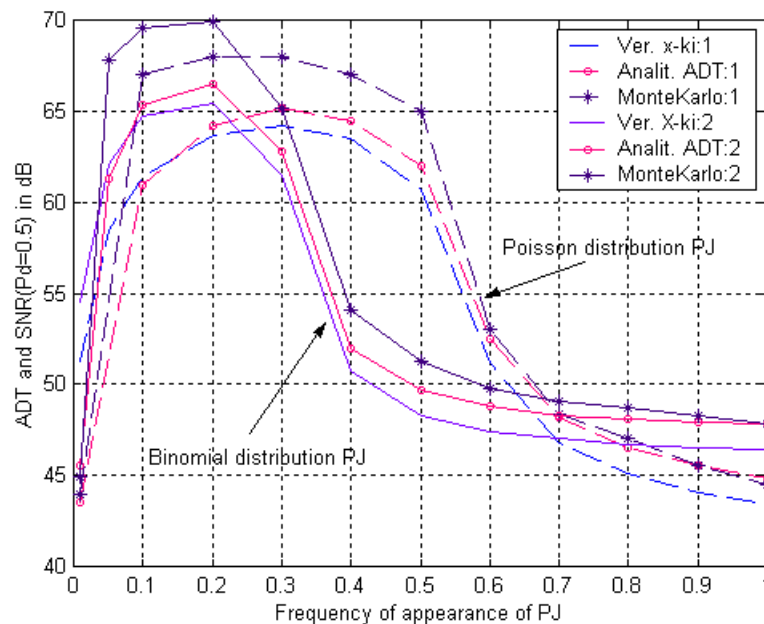
$$(r_j=30dB, \lambda_0=1, P_{fa}=10^{-6}, N=16)$$

Праговете са получени посредством Монте Карло симулация на моделиран откривател, аналитичен израз за ADT (2.28, 2.36), и вероятностни характеристики на откривателя

(2.25, 2.32). Получените резултати са функция на вероятността за поява на ХИС. С индекс “1” са означени средните прагове при Поасонов поток, а с индекс “2” праговете при биномен поток. Параметрите на изследването са: вероятност за поява на ХИС от 0.01 до 1, $r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0=1$, $P_{fa}=10^{-6}$ и $N=16$.

От фигурата се вижда, че независимо, че двете разпределения силно се различават след вероятност за поява на ХИС по-голяма от 0.1, средните прагове са твърде близки. Това се дължи на адаптацията на алгоритъма към работната среда. Тенденцията на изменение на праговете, получени за двата потока на ХИС се запазва, като разликата между тях е около 1-2dB. Наличието на импулсни смущения с удвоена средна мощност при биномния модел на ХИС води до тази разлика в праговете на откриване.

Същите резултати, но във функция на честотата на поява на смущенията са показани на фиг. 2.18.

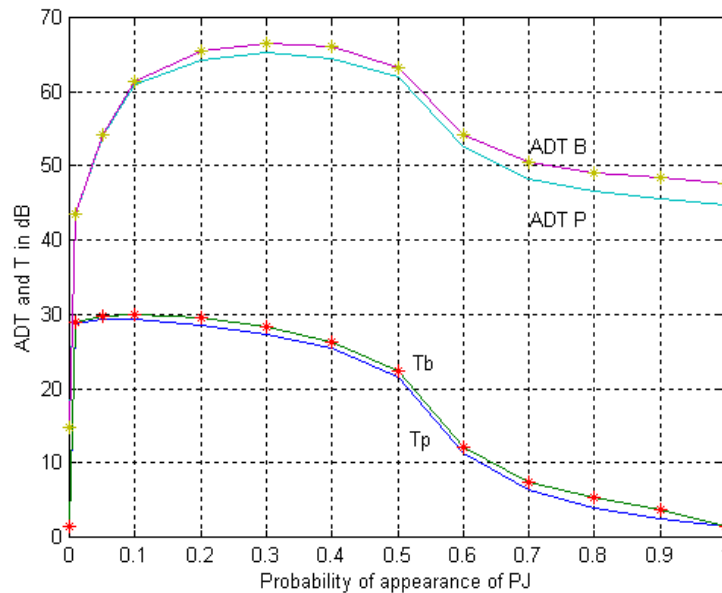


Фиг. 2.18 Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател във функция на честотата на поява на Поасонов (1) и биномно (2) разпределен ХИС.

$$(r_j=30\text{dB}, \lambda_0=1, P_{fa}=10^{-6}, N=16)$$

Тъй като честотата на поява на ХИС при биномно разпределение не съвпада с вероятността на поява при Поасоновия модел, то на фиг. 2.18 резултатите за праговете на двете разпределения се различават. Поради тази причина ние по-надолу ще изследваме ПЧЛТ откривателя само във функция на вероятността на поява на хаотично импулсни смущения.

От показаното следва, че осредняващият ПЧЛТ откривател (CA CFAR) работи с много близки прагове на откриване и при двата вида разпределения на смущенията. Скаларните фактори, гарантиращи поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна също много си приличат (фиг. 2.19). Средните прагове на откриване (ADT) на фиг. 2.19 са получени посредством аналитичните изрази за ADT (2.28, 2.36). С индекси (Р и В) са отбелязани Поасонов и биномен поток. Резултатите са получени при параметри: $r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0 = 1$, $P_{fa}=10^{-6}$ и $N=16$.



Фиг. 2.19 Среден праг на откриване и скаларен коефициент на ПЧЛТ откривател за Поасонов и биномно разпределен ХИС. ($r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0 = 1$, $P_{fa}=10^{-6}$, $N=16$)

При малки вероятности за поява на ХИС, когато двете разпределения много си приличат, средните прагове на откриване на ПЧЛТ откривателя са много близки, като за стойности на вероятността до 0.1 те съвпадат напълно. Близките стойности на скаларните фактори и праговете на откриване в целият диапазон на вероятността за поява на ХИС и при двата потока се дължат на способността на ПЧЛТ откривателя да се адаптира към средата в която работи.

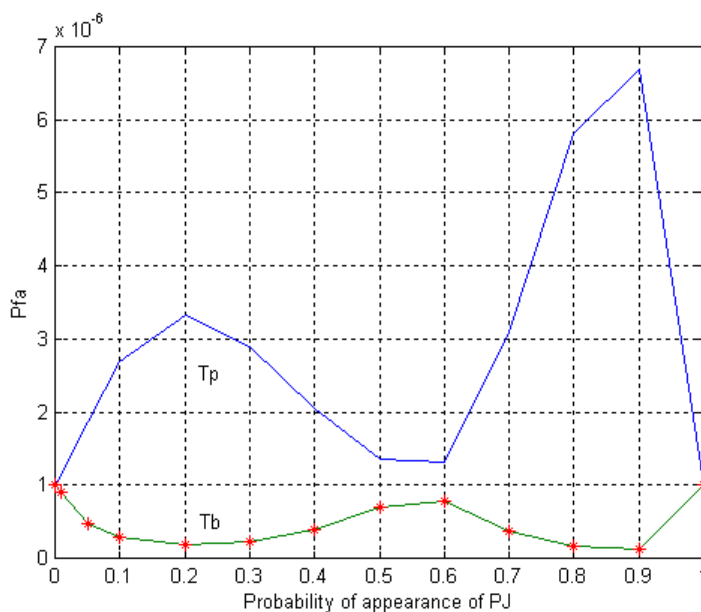
От всичко показано следва, че използването на Поасонов или биномен поток в целия диапазон на поява на ХИС при изследването на ПЧЛТ откриватели е оправдано, при липса на аналитични зависимости за вероятностните характеристики при конкретната ситуация. При наличие на вероятностните характеристики на едно от двете разпределения, може да се определят скаларните фактори, но тяхното използване в среда с

друго разпределение на потока ще доведе до грешка във вероятностите на лъжлива тревога и правилно откриване. Въпреки, че резултатите получени и при двата потока са близки, то чувствителността на ПЧЛТ откривателя зависи от промяната на закона на разпределение на смущението.

2.3.5. Чувствителност на ПЧЛТ към промяна на закона на разпределение

Изследвана е чувствителността на осредняващ ПЧЛТ откривател към промяна на параметрите на импулсните смущения и към промяната на тяхните разпределения. Изследването има оригинален характер и получените резултати са публикувани в [5*].

В случай, че на входа на откривателя постъпват хаотично импулсни смущения с биномен закон на разпределение, а откривателя работи със скаларен фактор за Поасонов поток (и в противоположния случай), вероятността на лъжлива тревога няма да се поддържа постоянна. Получената промяната на вероятността на лъжлива тревога е показана на фиг. 2.20. Резултатите са получени посредством вероятностите на лъжлива тревога на ПЧЛТ за двете разпределения (Поасоново-(2.25) и биомно-(2.33)) и противоположните скаларни фактори за тези модели.

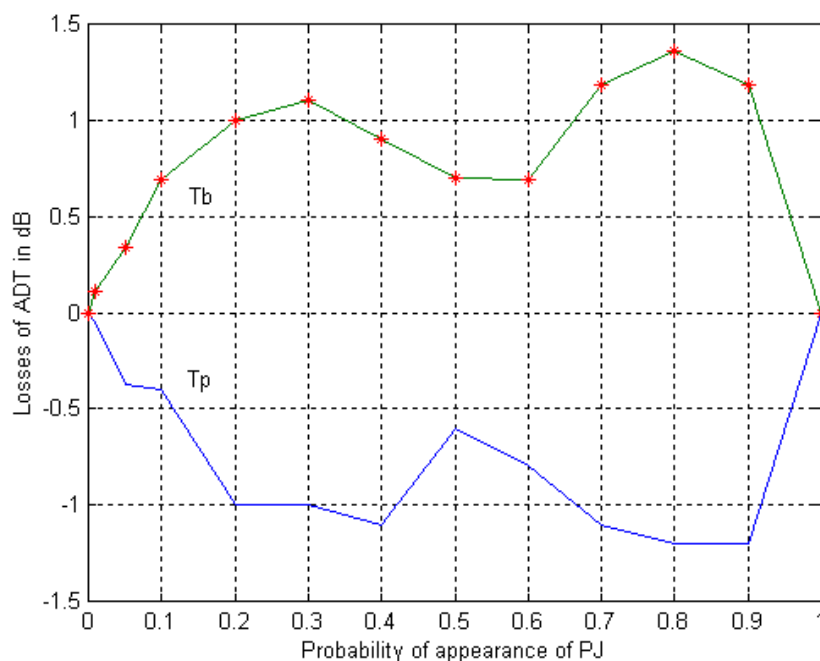


Фиг. 2.20 Вероятност на лъжлива тревога на осредняващ ПЧЛТ откривател при некоректно избран скаларен фактор. ($r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0 = 1$, $N=16$)

С Tr и Tb са означени резултатите при използването на Поасонов и биномен скаларен фактор, в случаите на биомно и Поасоново разпределение на хаотично импулсните смущения. От фигурата се вижда, че изборът на скаларен фактор за Поасонов поток при наличие на биомно разпределен ХИС увеличава вероятността на лъжлива тревога. Това е така, защото Tr е по-малък от Tb а това води до по-нисък праг на ПЧЛТ откривателя. В

обратната ситуация, при избор на биомнен скаларен фактор T_b , но при наличие на Поасонов поток, вероятността на лъжлива тревога намалява. Това се дължи на получаването на по-висок праг на откриване на ПЧЛТ откривателя.

Неправилният избор на скаларен фактор от своя страна води и до промяна на средните прагове на откриване, от където се получават загуби или печалба в отношение сигнал/шум. Загубите или печалбите при неправилно избран скаларен фактор са показани на фиг. 2.21. Загубите (печалбите) при коректно и некоректно избран скаларен фактор са получени като разлика между средните прагове на откриване получени по двата начина. С T_p и T_b са означени резултатите при използването на Поасонов и биомнен скаларен фактор, в случаите на биомно и Поасоново разпределение на хаотично импулсните смущения. Изборът на скаларен фактор за биомнен поток при наличие на Поасоново разпределен ХИС увеличава загубите в среден праг на откриване с около 1-1.5dB. При противоположната комбинация се получава печалба в порядъка на 1-1.5dB.



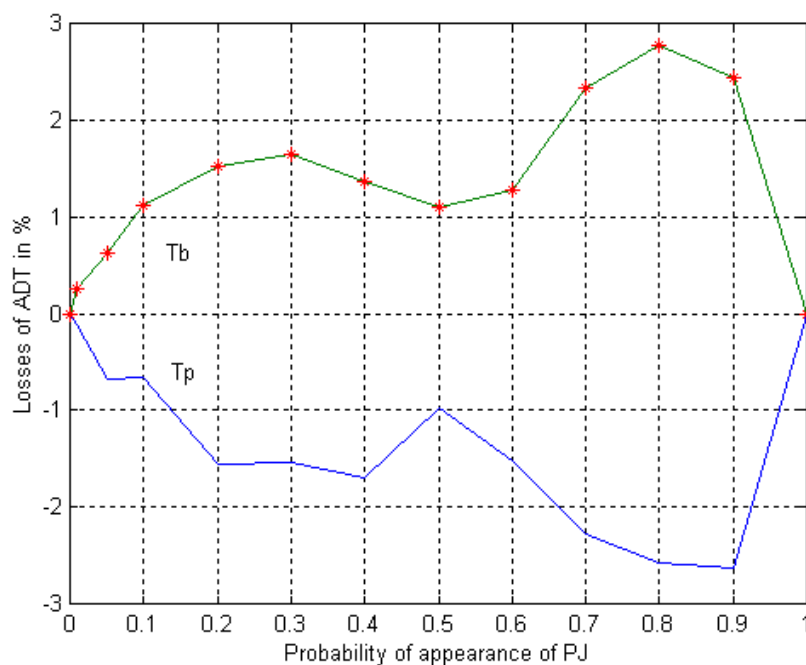
Фиг. 2.21 Загуби в среден праг на откриване при некоректно избран скаларен фактор.

$$(r_j=30dB, \lambda_0 = 1, N=16)$$

Тази промяна в средните прагове на откриване е от порядъка на 1-3% от необходимият среден праг на откриване за дадения случай. На фиг. 2.22 е показано процентното изменение на средния праг на откриване в случай на некоректно избран скаларен фактор. Резултатите при избор на Поасонов скаларен фактор (T_p) са получени като:

$$\frac{ADT_B(T_b) - ADT_B(T_p)}{ADT_B(T_b)} 100\%, \text{ където } ADT_B(T_b) \text{ и } ADT_B(T_p) - \text{са средните прагове на}$$

откриване при наличие на биномен поток и използване на скаларни фактори за биномен и Пуасонов модел на ХИС. Аналогично са получени и резултатите при избор на биномен скаларен фактор в условие на Пуасонов поток на ХИС.



Фиг. 2.22 Процентното изменение на средния праг на откриване в случай на некоректно избран скаларен фактор. ($r_j=30\text{dB}$, $\lambda_0 = 1$, $N=16$)

Проведените изследвания показват, че използването на Пуасонов или биномен скаларен фактор в целия диапазон на изменение на вероятността за поява на хаотично импулсни смущения е възможно, но вероятността на правилно откриване не се поддържа постоянна. Различията в двата модела на импулсните смущения, чувствително нарушават работата на осредняващият ПЧЛТ (CA CFAR) откривател при избора на скаларен фактор неотговарящ на вида на смущението.

2.4. ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ПРОЦЕСОР В УСЛОВИЯТА НА ПОАСОНОВО РАЗПРЕДЕЛЕНИ ХАОТИЧНО ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ (EXCISION CFAR)

В този параграф е изследван цензуриращ ПЧЛТ (EXC CFAR) откривател в Поасонов поток от хаотично импулсни смущения. Използвани са вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на откривателя от [35]. Посредством вероятността на лъжлива тревога са получени стойности на скаларния фактор на откривателя при промяна на параметрите на смущението. Определен е оптимален цензуриращ праг за откривателя, използвайки отношението сигнал/шум, необходимо за вероятност на правилно откриване 0.5. С помощта на моделиране и Монте Карло симулация на цензуриращия ПЧЛТ откривател са потвърдени резултатите получени от изразите за вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога.

Изведена е зависимост за средния праг на откриване на изследвания (EXC CFAR) откривател, използвайки методиката предложена от Rohling в [121]. Ефективността на откривателя за борба с хаотично импулсните смущения е изследвана посредством изрза за среден праг на откриване, вероятностните характеристики и Монте Карло симулация на моделиран откривател. Определени са загубите на цензуриращия откривател спрямо оптималния откривател и по трите начина. Направен е сравнителен анализ на средните прагове на откриване на цензуриращият (EXC CFAR) и осредняващият (CA CFAR) откриватели. Определена е печалбата при използването на цензуриране в ПЧЛТ откривателя. Част от получените резултати са оригинални и са публикувани в [6*], аналитичен израз за среден праг на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател в условия на Поасонов поток от ХИС и сравнителен анализ на ефективността на откривателя по различни методи.

2.4.1. Алгоритъм на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател

При наличие на пречещи цели или импулсни смущения в обучаващия прозорец и тествания елемент, ПЧЛТ процесорът с осредняване (CA CFAR) намалява ефективността си. За борба с пречещи цели Goldman в [62, 63] предлага алгоритъм, използващ цензуриране (excision) на клетките в обучаващия прозорец. Сигналите в клетките на обучаващия прозорец превишаващи прага на цензуриране се нулират. Този алгоритъм е ефективен при наличие на импулсни смущения в обучаващата извадка. Блоквата схема на цензуриращия откривател е показана на фиг. 2.23.

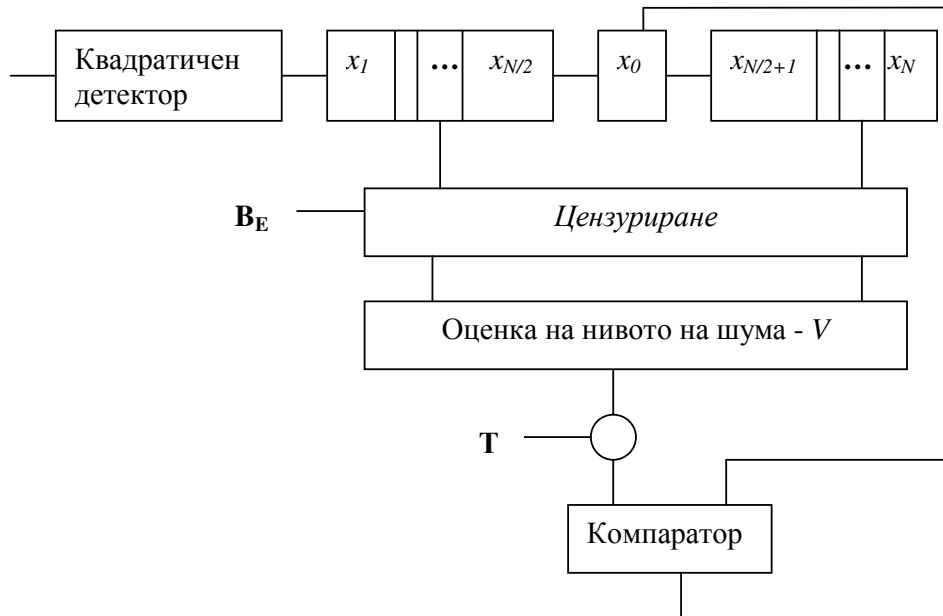
Стойностите на елементите от обучаващия прозорец ($x_1 \dots x_N$) се сравняват с праг на цензуриране B_E . Елементите с по-голяма мощност, надхвърлящи цензуриращия праг се нулират, а елементите с по-малка стойност от прага B_E запазват големината си.

$$y_i = \begin{cases} x_i & \text{ако } x_i \leq B_E \\ 0 & \text{ако } x_i > B_E \end{cases} \quad (2.37)$$

Останалите ненулеви стойности след цензурирането се сумират и формират оценката на нивото на шума в изследвания откривател (EXC CFAR).

$$V = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k y_i \quad (2.38)$$

където k е броя на не цензурираните елементи в обучаващия прозорец.



Фиг. 2.23 Блокова схема на цензуриращ ПЧЛТ (EXC CFAR) откривател

Прагът на откривателя H_D се получава като произведение на оценката на нивото на шума V със скаларен фактор T , гарантиращ поддържането на постоянна лъжлива тревога.

$$H_D = VT \quad (2.39)$$

Откриването на полезния сигнал, отразен от целта, в EXC CFAR устройството става след сравнение на тествания елемент x_0 с прага на откриване.

2.4.2. Вероятностни характеристики на цензуриращ ПЧЛТ откривател

Функцията на разпределение на случайната променлива y_j при наличие на хаотично импулсни смущения с Поасоново разпределение има вида [35]:

$$f(y_i) = \frac{(1 - e_0) \exp\left(\frac{-y_i}{\lambda_0}\right)}{\lambda_0 \left(1 - \exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0}\right)\right)} + \frac{e_0 \exp\left(\frac{-y_i}{\lambda_0(1+r_j)}\right)}{\lambda_0(1+r_j) \left(1 - \exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}\right)\right)} \quad (2.40)$$

Вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR) в условията на Поасонов поток на ХИС са изведени аналитично в [35]. Вероятността, че даден елемент x_i от обучаващия прозорец остава на изхода на цензуриращото устройство е:

$$P_E = 1 - (1 - e_0) \exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0}\right) - e_0 \exp\left(\frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}\right) \quad (2.41)$$

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

$$P_v(k) = C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \quad (2.42)$$

Моментно генериращата функция на случайната променлива y_j на изхода на цензуриращото устройство е получена в [35] след заместване на (2.40) в (1.16).

$$M_y(U) = \frac{e_0(1 - \exp(R_1 - B_E U))}{(1 - \exp(R_1))(1 + U\lambda_0(1 + r_j))} + \frac{(1 + e_0)(1 - \exp(R_2 - B_E U))}{(1 - \exp(R_2))(1 + U\lambda_0)} \quad (2.43)$$

където

$$R_1 = \frac{-B_E}{\lambda_0(1 + r_j)}; \quad R_2 = \frac{-B_E}{\lambda_0} \quad (2.44)$$

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:

$$M_v(U, k) = M_Y^k(U / k) \quad (2.45)$$

Използвайки (2.43) и (2.45) се получава моментно генериращата функция на оценката на шума.

$$M_v(U, k) = \sum_{i=0}^k C_k^i \left\{ \frac{e_0(1 - \exp(R_1 - B_E U / k))}{(1 - \exp(R_1))(1 + U\lambda_0(1 + r_j) / k)} \right\}^i \left\{ \frac{(1 - e_0)(1 - \exp(R_2 - B_E U / k))}{(1 - \exp(R_2))(1 + U\lambda_0 / k)} \right\}^{k-i} \quad (2.46)$$

Отчитайки вероятността, че k клетки от обучаващия прозорец не са цензурирани, за моментно генериращата функция на оценката на шума в [35] е получен изразът:

$$M_v(U) = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} M_v(U, k) \quad (2.47)$$

След заместване на (2.47) в (2.21) в [35] е получена вероятността на правилно откриване на цензуриращият ПЧЛТ откривател (EXC CFAR) в условията на Поасоново разпределен ХИС:

$$P_d = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0) M_v\left(\frac{T}{\lambda_0(1+s)}, k\right) + e_0 M_v\left(\frac{T}{\lambda_0(1+r_j+s)}, k\right) \right\}, \quad (2.48)$$

където $M_V(U, \kappa)$ е (2.46) при полагане на $U = \frac{T}{\lambda_0(1+s)}$ при липса на смущение и

$U = \frac{T}{\lambda_0(1+r_j+s)}$ при наличие на ХИС. Замествайки отношението сигнал/шум равно на

нула ($s=0$) в (2.48) се получава вероятността на лъжлива тревога на EXC CFAR откривател.

$$P_{fa} = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k} \left\{ (1-e_0) M_V\left(\frac{T}{\lambda_0}, k\right) + e_0 M_V\left(\frac{T}{\lambda_0(1+r_j)}, k\right) \right\} \quad (2.49)$$

За да се поддържа вероятността на лъжлива тревога постоянна в откривателя при промяна на входните параметри на смущението е необходимо скаларният фактор T да се адаптира към промяната на параметрите на смущенията. 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 на правилно откриване.

Скаларният фактор T на цензуриращия ПЧЛТ откривател се определя от (2.49), така че $P_{fa} = const$. Стойностите му за няколко прага на цензуриране са дадени в табл. 2.7.

Резултатите са получени при следните параметри: големината на обучаващия прозорец $N=16$; вероятността на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$; средна мощност на шума на приемника $\lambda_0=1$; средна мощност на ХИС $r_j=5$, 30dB и вероятност за появата на ХИС (0, 0.01, 0.033, 0.066 и 0.1). Изборът на тези вероятности за поява на ХИС с Поасоново разпределение е продиктуван от изследванията в параграф 2.1. При по-големи вероятности за поява на ХИС, потокът придобива разпределение на биномен закон.

r_j	e_0	Цензуриращ праг B_E						
		1.5	2	4	10	30	100	5000
5dB	0	37.61	30.05	22.89	21.94	21.94	21.94	21.94
	0.01	86.35	70.75	53.93	51.22	51.146	51.146	51.146
	0.033	101.85	82.77	62.48	58.74	58.49	58.49	58.49
	0.066	111.86	90.03	66.9	61.88	61.35	61.35	61.35
	0.1	118.6	94.5	69.1	62.73	61.91	61.9	61.9
30dB	0	37.61	30.05	22.89	21.94	21.94	21.94	21.94
	0.01	20772	17018	12963	12292	12247	12229	12181
	0.033	24574	19948	15031	14089	13946	13882	13660
	0.066	27174	21804	16154	14899	14612	14475	13923
	0.1	29125	23063	16786	15232	14803	14582	13598

Табл. 2.7 Скаларен фактор на цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR)

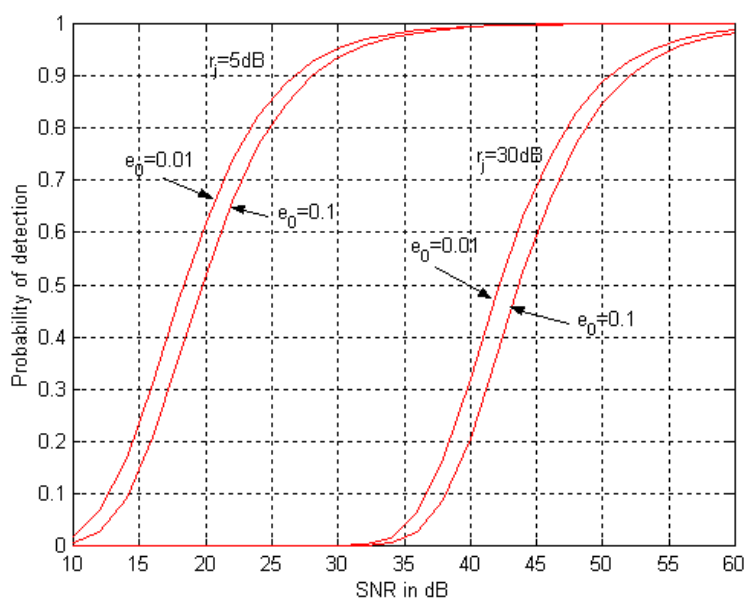
($N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$, $\lambda_0=1$, $r_j=5$, 30dB, $e_0=0$, 0.01, 0.033, 0.066 и 0.1)

Увеличаването на средната мощност и вероятността за поява на хаотично импулсни смущения води до увеличаване на скаларния фактор. От друга страна увеличаването на прага на цензуриране B_E , намалява скаларния фактор. Изборът на подходящ праг на цензуриране B_E ще бъде направен по-надолу в дисертацията.

2.4.2.1. Вероятност на правилно откриване

Вероятността на правилно откриване на цензуриращият ПЧЛТ откривател зависи от избора на цензуриращия праг, отношението сигнал/шум и параметрите на хаотично импулсните смущения. От една страна увеличаването на отношението сигнал/шум води до увеличаване на вероятността за правилно откриване, а от друга страна увеличаването на мощността и/или вероятността за поява на ХИС, намаляват вероятността за правилно откриване.

Максимално увеличаване на вероятността на 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 от там също до намаляване на вероятността на правилно откриване.



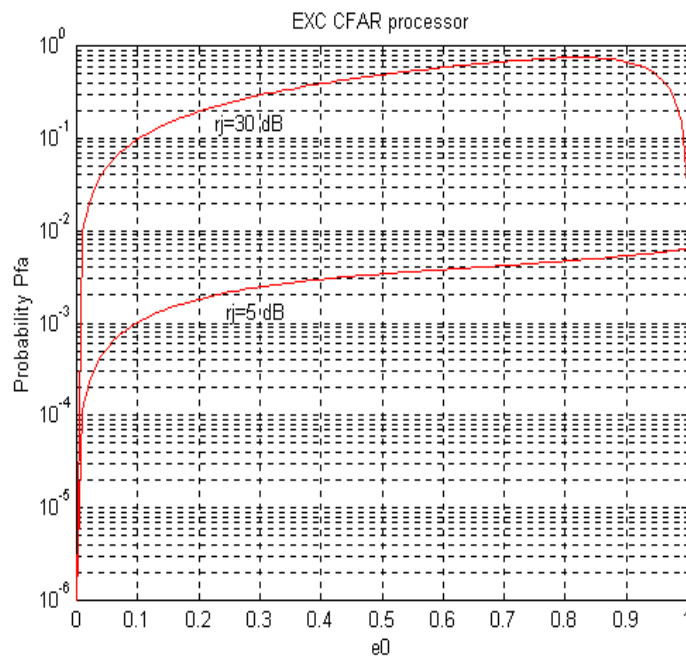
Фиг. 2.24 Вероятност на правилно откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател

$$(N=16, P_{fa}=10^{-6}, \lambda_0=1, B_E=2, r_j=5, 30\text{ dB}, e_0=0.01 \text{ и } 0.1)$$

При наличие на сигнал с определено отношение сигнал/шум, вероятността на правилно откриване намалява с увеличаване на средната мощност и/или вероятността за поява на хаотично импулсни смущения.

2.4.2.2. Вероятност на лъжлива тревога

Вероятността на лъжлива тревога в цензуриращия откривател (EXC CFAR) трябва да се поддържа постоянна при промяната на параметрите на смущението. Това се постига с подходящ избор на скаларен фактор за всяка конкретна ситуация. При параметри на цензуриращия откривател $B_E=2$, $N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$, $\lambda_0=1$ и при отсъствие на ХИС в клетките на разрешение на радара, скаларният фактор на откривателя има стойност $T=30.05$ (табл.2.7). Ако скаларният фактор запази тази стойност и при наличие на смущения, то вероятността на лъжлива тревога няма да се поддържа постоянна. Изменението на вероятността на лъжлива тревога във функция на вероятността за поява на хаотично импулсни смущения от 0 до 1, при постоянен скаларен фактор е показано на фиг. 2.25. Средната мощност на импулсните смущения е $r_j=5$ и 30dB.



Фиг. 2.25 Вероятност на лъжлива тревога при постоянен скаларен фактор $T=30.05$

$$(N=16, P_{fa}=10^{-6}, \lambda_0=1, B_E=2, r_j=5, 30\text{dB})$$

Наличието на ХИС дори с малка честота на поява води до неподдържане на постоянна вероятност на лъжлива тревога при фиксиран скаларен фактор. Вместо да се поддържа $P_{fa}=10^{-6}$, то тя се увеличава значително и нарушава работата на откривателя. Правилният избор на скаларен фактор е от съществено значение за откривателя. Резултатите от изследването са оригинални и са публикувани в [2*].

2.4.3. Избор на цензуриращ праг на цензуриращ ПЧЛТ (EXC CFAR) откривател

Определянето на прага на цензуриране е извършено посредством анализиране на резултатите от работата на откривателя в условия на Поасонов модел на хаотично импулсни смущения. Получени са стойности за отношението сигнал/шум на изследвания (EXC CFAR) откривател при вероятност на правилно откриване 0.5. Оптималният цензуриращ праг отговаря на най-ниската стойност за отношението сигнал/шум.

Резултатите от изследването са получени посредством вероятностните характеристики на откривателя (2.48), (табл. 2.8) и с Монте Карло симулация на моделиран цензуриращ откривател (табл. 2.9).

r_j	e_0	Цензуриращ праг B_E						CA CFAR
		1.5	2	4	10	100	5000	
5dB	0	14.65	14.51	14.61	14.75	14.75	14.75	14.75
	0.01	18.42	18.4	18.55	18.63	18.71	18.71	18.71
	0.033	19.14	18.99	19.2	19.4	19.45	19.45	19.45
	0.066	19.56	19.45	19.61	19.92	20.03	20.05	20.05
	0.1	19.87	19.76	19.87	20.22	20.49	20.49	20.49
30dB	0	14.65	14.51	14.61	14.75	14.75	14.75	14.75
	0.01	42.34	42.18	42.34	42.58	43.14	43.47	43.5
	0.033	42.99	42.9	43.04	43.46	45.58	48.34	48.39
	0.066	43.46	43.36	43.5	44.15	48.02	57.19	57.28
	0.1	45.25	43.73	43.87	44.74	49.87	60.5	60.5

Табл. 2.8 Отношение сигнал/шум при $P_D=0.5$, посредством (2.48)

Резултатите получени и по двата метода са идентични, като най-малко е отношението сигнал/шум при праг на цензуриране $B_E=2$ (3dB). Увеличаването на този праг води до пропускане на хаотично импулсни смущения и оттам в намаляване на откриваемостта на полезния сигнал. При ХИС със средна мощност 5dB и цензуриращ праг $B_E=10$ (10dB) импулсите смущения не се цензурират и участват във формирането на оценката на нивото на смущението. Аналогично на разгледаното, ХИС с мощност 30dB и праг на цензуриране 5000, (отговарящ на 67dB) не се цензурира. При високи стойности на цензуриращия праг ПЧЛТ откривателят не цензурира импулсите смущения и работи като конвенционален осредняващ ПЧЛТ (CA CFAR) откривател. Печалбата при използването на цензуриране в обучаващия прозорец стига до 17dB в сравнение с осредняващия ПЧЛТ откривател за ХИС с параметри $r_j=30dB$ и $e_0=0.1$.

r_j	e_0	Цензуриращ праг B_E					
		1.5	2	4	10	100	5000
5dB	0	14.9	14.64	14.7	14.76	14.76	14.8
	0.01	18.6	18.5	18.6	18.7	18.9	18.9
	0.033	19	18.99	19.1	19.7	20.5	20.5
	0.066	19.6	19.47	19.7	19.9	20.6	20.6
	0.1	19.9	19.8	20	20.3	23.4	23.5
30dB	0	14.65	14.56	14.65	14.47	14.8	14.82
	0.01	42.9	42	42.3	42.6	43.2	43.3
	0.033	43.2	43.1	43.76	43.84	45.49	47.98
	0.066	43.45	43.43	43.77	44	48.5	58
	0.1	45.3	43.8	43.9	44	50	60

Табл. 2.9 Отношение сигнал/шум при $P_D=0.5$, посредством Монте Карло симулация

От получените резултати за конкретната радиолокационна ситуация, при средна мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$ и Поасонов поток на хаотично импулсни смущения с мощност $r_j=5$ и $30dB$ е за предпочитане откривателят да работи с праг за цензуриране $B_E=2$.

2.4.4. Среден праг на откриване (ADT) на цензуриращ ПЧЛТ откривател

Средният праг на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател е получен посредством методиката предложена от Rohling в [121]. Резултатите от изследването са оригинални и са публикувани в [6*].

Замествайки (2.46) в (2.47) и полагайки $U = T/\lambda_0$, се получава моментно генериращата функция на оценката на цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR).

$$M_V\left(\frac{T}{\lambda_0}\right) = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1-P_E)^{N-k} \left\{ \sum_{i=0}^k C_k^i \left[\frac{e_0}{(1-\exp(R_1))} \right]^i \left[\frac{(1-e_0)}{(1-\exp(R_2))} \right]^{k-i} \cdot \left[\frac{1-\exp\left(R_1 - \frac{B_E T}{k\lambda_0}\right)}{1 + \frac{T(1+r_j)}{k}} \right]^i + \left[\frac{1-\exp\left(R_2 - \frac{B_E T}{k\lambda_0}\right)}{1 + \frac{T}{k}} \right]^{k-i} \right\} \quad (2.50)$$

където:

$$R_1 = \frac{-B_E}{\lambda_0(1+r_j)}, \quad R_2 = \frac{-B_E}{\lambda_0} \quad (2.51)$$

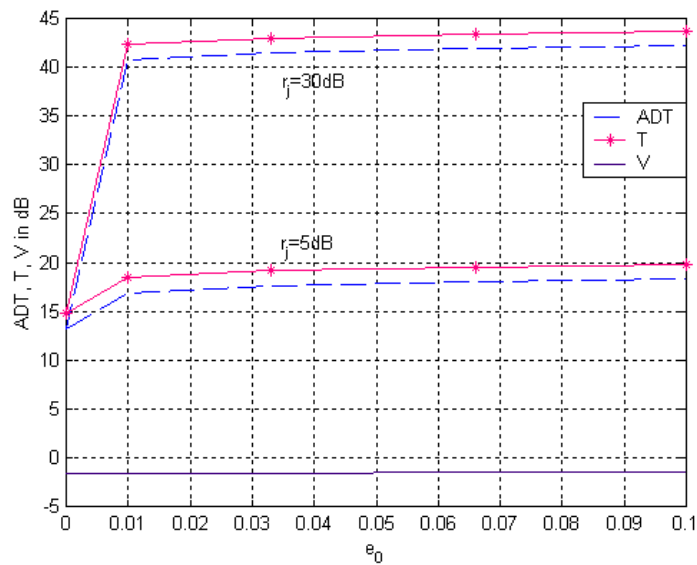
Средният праг на откриване на EXC CFAR процесора се получава, като се определи първата производна на (2.50) и в получения израз се замени $\lambda_0 = 1$ и $T=0$.

$$\begin{aligned}
 ADT = -T \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} & \left\{ \sum_{i=0}^k C_k^i \left[\frac{e_0}{(1 - \exp(R_1))} \right]^i \left[\frac{(1 - e_0)}{(1 - \exp(R_2))} \right]^{k-i} \right. \\
 & \left. \left\{ i(1 - \exp(R_1))^{i-1} \left[\exp(R_1) \frac{B_e}{k} - (1 - \exp(R_1)) \frac{1}{k} (1 + r_j) \right] (1 - \exp(R_2))^{k-i} + \right. \right. \\
 & \left. \left. + (k - i)(1 - \exp(R_2))^{k-i-1} \left[\exp(R_2) \frac{B_e}{k} - (1 - \exp(R_2)) \frac{1}{k} \right] (1 - \exp(R_1))^i \right\} \right\}
 \end{aligned} \quad (2.52)$$

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

$$\begin{aligned}
 ADT_{EXCCFAR} = -T \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} & \left\{ \sum_{i=0}^k C_k^i \left[\frac{e_0}{(1 - \exp(R_1))} \right]^i \left[\frac{(1 - e_0)}{(1 - \exp(R_2))} \right]^{k-i} \frac{(1 - \exp(R_1))^i}{(1 - \exp(R_2))^{i+1-k}} \right. \\
 & \left. \left\{ \frac{i}{k} \left(\frac{B_E (\exp(R_1) - \exp(R_2))}{(1 - \exp(R_1))} - r_j (1 - \exp(R_2)) \right) + \exp(R_2) (B_E + 1) - 1 \right\} \right\}
 \end{aligned} \quad (2.53)$$

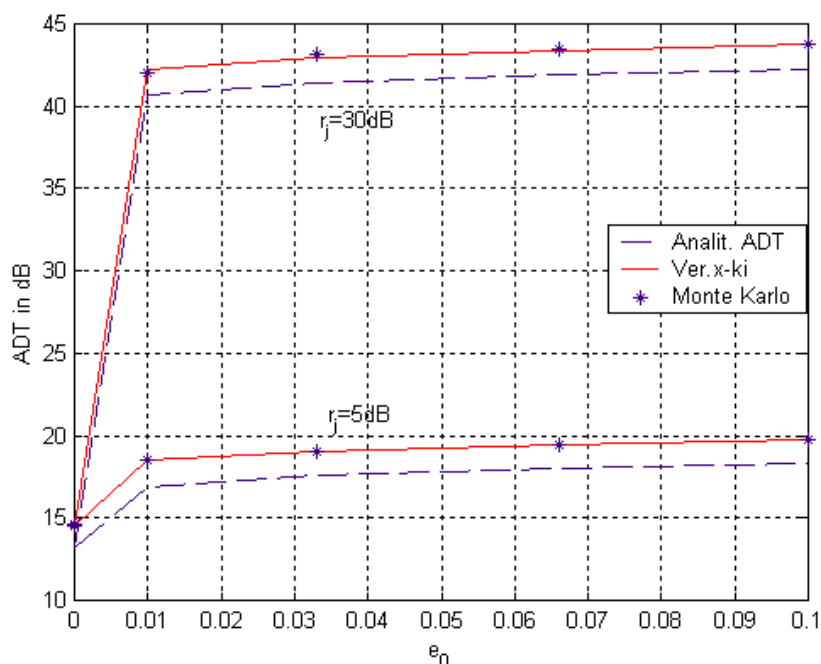
Средният праг на откриване на цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR), получен чрез аналитичния израз (2.53) при параметри на хаотично импулсните смущения $r_j=5, 30\text{dB}$ и $e_0 = 0 \div 0.1$, е показан на фиг. 2.26. На фигурата са показани и стойностите на скаларния фактор T и оценката на нивото на шума V на EXC CFAR откривател. Резултатите са получени при входни параметри: $N=16, P_{fa}=10^{-6}, \lambda_0 = 1, B_E=2$.



Фиг. 2.26 Среден праг на откриване получен аналитично (ADT), скаларен фактор T и оценката на нивото на шума V . ($N=16, P_{fa}=10^{-6}, \lambda_0 = 1, B_E=2$)

Наличието на допълнителна прагова обработка посредством прага на цензуриране води до нулиране на всички импулсни смущения в обучаващия прозорец. По този начин оценката на шума в обучаващия прозорец се запазва постоянна независимо от увеличението на средната мощност или вероятността за поява на ХИС. Оценката на шума и при двете стойности на мощността на ХИС $r_j=5$ и 30dB съвпадат напълно. За да се поддържа вероятността на лъжлива тревога постоянна при промяна на параметрите на смущението, скаларният фактор се увеличава. Това води до увеличаване и на средният праг на откриване (ADT). За ХИС с мощност $r_j=5$ и 30dB средният праг на откриване на цензуриращия ПЧЛТ откривател има стойности около 17 и 42dB.

Средният праг на откриване в цензуриращ откривател (EXC CFAR), получен посредством аналитично изведения израз за ADT (2.53), Монте Карло симулация на моделиран цензуриращ откривател и вероятностни характеристики (2.48) е показан на фиг. 2.27. Резултатите са получени при праг на цензуриране $B_E=2$ и параметри на хаотично импулсните смущения $r_j=5, 30\text{dB}$ и $e_0=0 - 0.1$.



Фиг. 2.27 Среден праг на откриване, получен посредством аналитично ADT(- -), вероятностни характеристики (—) и Монте Карло симулация(*).

$$(N=16, P_{fa}=10^{-6}, \lambda_0=1, B_E=2, r_j=5, 30\text{dB})$$

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 ADT израз е с около 2dB по-малък.

Наличието на хаотично импулсни смущения увеличават средния праг на откриване на ПЧЛТ процесора, като увеличаването е значително при увеличаване на средната мощност. Увеличаването на вероятността за поява на ХИС 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.

2.4.5. Загуби на цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR) спрямо оптималния откривател

2.4.5.1 Загуби получени чрез вероятностни характеристики на откривателя

Загубите на цензуриращия ПЧЛТ откривател спрямо оптималния откривател, получени посредством вероятността на правилно откриване на откривателя (2.48) са дадени в табл. 2.10. Загубите са дадени като функция на прага на цензуриране и параметрите на хаотично импулсните смущения. Загубите са получени при вероятност за правилно откриване 0.5, вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, големината на обучаващия прозорец $N=16$ и средна мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$. Отношението сигнал/шум на оптималния откривател при $P_d=0.5$ е $SNR_{opt}=12.76$, се получава от (1.22).

r_j	e_0	Цензуриращ праг B_E						CA CFAR
		1.5	2	4	10	100	5000	
5dB	0	1.89	1.75	1.85	1.99	1.99	1.99	1.99
	0.01	5.66	5.64	5.79	5.87	5.95	5.95	5.95
	0.033	6.38	6.23	6.44	6.64	6.69	6.69	6.69
	0.066	6.8	6.69	6.85	7.16	7.27	7.29	7.29
	0.1	7.11	7	7.11	7.46	7.73	7.73	7.73
30dB	0	1.89	1.75	1.85	1.99	1.99	1.99	1.99
	0.01	29.58	29.42	29.58	29.82	30.38	30.71	30.74
	0.033	30.23	30.14	30.28	30.7	32.82	35.58	35.63
	0.066	30.7	30.6	30.75	31.39	35.26	44.43	44.52
	0.1	32.49	30.97	31.11	31.98	37.11	47.74	47.74

Табл. 2.10 Загуби на цензуриращ ПЧЛТ откривател в dB спрямо оптималния

откривател, получени посредством (2.49). ($N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$, $\lambda_0 = 1$)

Загубите са получени посредством (1.24) при вероятност за правилно откриване 0.5. Увеличаването на средната мощността и вероятността за поява на ХИС, водят до увеличаване на загубите на откривателя спрямо оптималния откривател. Очевидно е, че за конкретната радиолокационна ситуация е за предпочитане използването на цензуриращ праг с големина $B_E=2$.

2.4.5.2. Загуби получени чрез Монте Карло симулация на моделиран цензуриращ ПЧЛТ откривател

Загубите на цензуриращия ПЧЛТ откривател получени посредством Монте Карло симулация са показани в табл. 2.11. Загубите са получени при вероятността за правилно откриване 0.5, вероятност на лъжлива тревога, $P_{fa}=10^{-6}$, големина на обучаващия прозорец $N=16$ и средна мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$.

r_j	e_0	Цензуриращ праг B_E					
		1.5	2	4	10	100	5000
5dB	0	2.14	1.88	1.94	2	2	2.04
	0.01	5.84	5.74	5.84	5.94	6.14	6.14
	0.033	6.24	6.23	6.34	6.94	7.74	7.74
	0.066	6.84	6.71	6.94	7.14	7.84	7.84
	0.1	7.14	7.04	7.24	7.54	10.64	10.74
30dB	0	1.89	1.8	1.89	1.89	2.04	2.06
	0.01	30.14	29.24	29.54	29.84	30.44	30.54
	0.033	30.44	30.34	31	31.08	32.73	35.22
	0.066	30.69	30.67	31.01	31.24	35.24	45.24
	0.1	32.54	31.04	31.14	31.24	37.24	47.24

Табл. 2.11 Загуби на цензуриращ ПЧЛТ откривател спрямо оптималния откривател, получени посредством Монте Карло симулация. ($N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$, $\lambda_0 = 1$)

Загубите са получени посредством (1.24) при вероятност за правилно откриване 0.5. Използвани са 10^6 стартирания на програмата за получаване на отношението/сигнал шум необходимо за вероятност за правилно откриване 0.5.

2.4.5.3. Загуби получени чрез аналитична АДТ зависимост

Използвайки аналитично изведения в дисертацията израз за среден праг на откриване (2.53) посредством (1.26), са определени загубите на цензуриращия ПЧЛТ откривател (табл. 2.12). Използвани са същите входни данни както по-горе с цел сравняване на получените резултати. Загубите са получени при вероятност на лъжлива

тревога $P_{fa}=10^{-6}$, големина на обучаващия прозорец $N=16$ и средна мощност на шума на приемника $\lambda_0=1$. Загубите са получени спрямо оптималният откривател посредством (1.26).

r_j	e_0	Цензуриращ праг B_E						CA CFAR
		1.5	2	4	10	100	5000	
5dB	0	1.9	1.74	1.85	2.01	2.01	2.01	2.01
	0.01	5.52	5.48	5.61	5.78	5.82	5.82	5.82
	0.033	6.26	6.19	6.33	6.58	6.66	6.69	6.69
	0.066	6.7	6.61	6.74	7.09	7.28	7.3	7.3
	0.1	6.99	6.87	6.99	7.42	7.7	7.7	7.7
30dB	0	1.9	1.74	1.85	2.01	2.01	2.01	2.01
	0.01	29.34	29.29	29.44	29.66	31.18	39.73	39.8
	0.033	30.1	30.03	30.19	30.62	34.15	45.12	45.26
	0.066	30.58	30.48	30.66	31.34	36.4	48.15	48.29
	0.1	30.93	30.79	30.98	31.88	37.88	49.82	49.9

Табл. 2.12 Загуби на цензуриращ ПЧЛТ откривател в dB спрямо оптималния

откривател, получени с помощта на аналитичния израз (2.54) ($N=16$, $P_{fa}=10^{-6}$, $\lambda_0=1$)

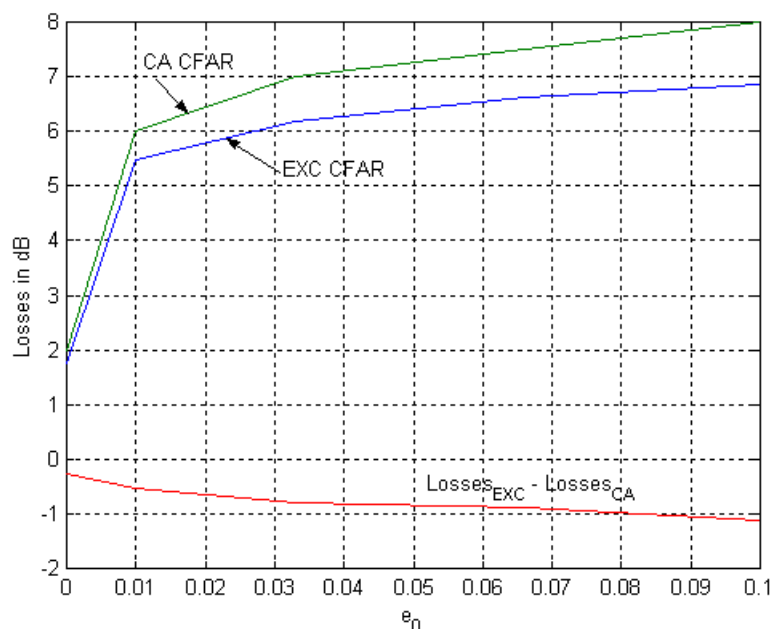
От сравнението на резултатите от табл. 2.10, 2.11 и 2.12 се вижда, че и по трите начина на определяне на загубите на цензуриращия ПЧЛТ откривател се получават съвсем близки резултати. Най-малки са загубите на откривателя при избор на праг на цензуриране $B_E=2$. Намалването на този праг води до цензуриране както на ХИС, така и на по-високи стойности на шума на приемника, което от своя страна намалява броя на не цензурираните клетки. По-малкото на брой клетки формирани оценката на нивото на шума, увеличават отношението сигнал/шум необходимо за откриването на полезния сигнал и от там до увеличаване на загубите на откривателя. Увеличаването на прага на цензуриране над $B_E=2$ води до пропускане на импулсни смущения, в резултат на което се увеличават загубите на откривателя. При избор на висок праг на цензуриране се пропускат смущения и EXC CFAR откривателят работи като осредняващ ПЧЛТ откривател (CA CFAR).

2.5. СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ ПО ЗАГУБИ МЕЖДУ ЦЕНЗУРИРАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ (EXC CFAR) И ОСРЕДНЯВАЩ ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ (CA CFAR) В УСЛОВИЕ НА ПОАСОНОВО РАЗПРЕДЕЛЕН ХИС.

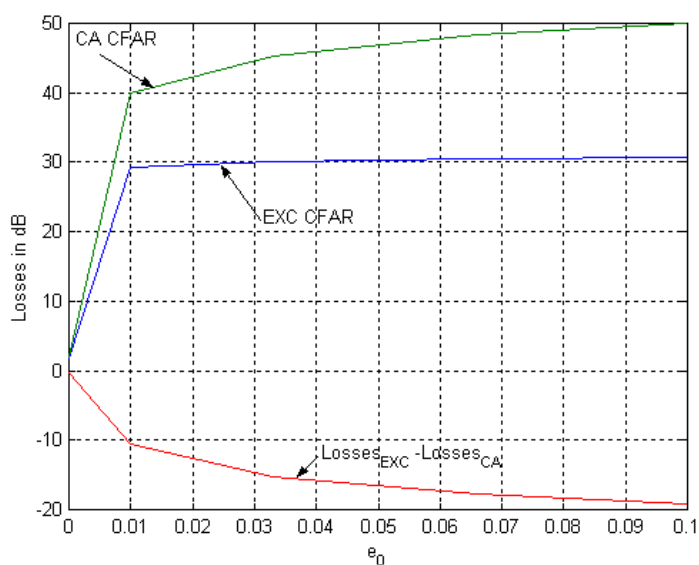
Прилагането на допълнителна прагова обработка на обучаващия прозорец на ПЧЛТ откривателя подобрява откриваемостта на полезния сигнал. Печалбата в използването на

допълнителния цензуриращ праг е определена в дисертацията посредством сравняване на загубите на цензуриращ и осредняващ ПЧЛТ откриватели. Резултатите са оригинални и са публикувани в [6*].

На фиг. 2.28 и 2.29 са показани загубите на двата ПЧЛТ откриватели спрямо оптималния откривател и разликата помежду им при средна мощност на хаотично импулсните смущения $r_j=5$ и 30dB .



Фиг. 2.28 Загуби на цензуриращ (EXC CFAR) и осредняващ (CA CFAR) откриватели спрямо оптималния откривател и разликата помежду им, при $r_j=5\text{dB}$.



Фиг. 2.29 Загуби на цензуриращ (EXC CFAR) и осредняващ (CA CFAR) откриватели спрямо оптималния откривател и разликата помежду им, при $r_j=30\text{dB}$.

Резултатите са получени при вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, големина на обучаващия прозорец $N=16$, средна мощност на шума на приемника $\lambda_0=1$ и праг на цензуриране на EXC CFAR откривателя $B_E=2$. От резултатите се вижда, че цензуриращият ПЧЛТ откривател е по-добър от осредняващия ПЧЛТ откривател в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения. Разликата в загубите между двете устройства дава печалбата при използването на цензуриращ праг. При ХИС със средна мощност $r_j=5\text{dB}$ печалбата е около 2dB, а при $r_j=30\text{dB}$ печалбата е около 10-20dB. От получените резултати може да се направи извода, че при наличие на хаотично импулсни смущения, използването на допълнителна прагова обработка съществено подобрява откриването на полезния сигнал. За по-добрата работа на откривателя се препоръчва използването на цензуриращ праг със стойност $B_E=2$.

2.6. ИЗВОДИ

1. Анализирани са две разпределения на потоци от хаотично импулсни смущения. Определена е имперично условна граница между разпределенията. При малки честоти на поява на хаотично импулсни смущения от 0 до 0.1 се предлага да се използва Поасонов модел на потока. В специални случаи, при честота на поява на ХИС по-голяма от 0.1, Поасоновият поток става доста груб и се препоръчва да се използва биномен поток на разпределение.

2. Изследвана е чувствителността на осредняващ ПЧЛТ откривател спрямо промяната на параметрите на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения. Получени са оригинални резултати за средния праг на откриване на този откривател в условия на Поасонов поток. Определени са загубите на откривателя спрямо оптималния откривател, посредством средния праг на откриване на ПЧЛТ откривателя. Средният праг е получен аналитично, посредством вероятностните характеристики и с Монте Карло симулация на моделиран осредняващ ПЧЛТ откривател.

3. Изследван е осредняващ ПЧЛТ откривател в условия на биномно разпределени хаотично импулсни смущения. Аналитично са изведени вероятностите на правилно откриване, лъжлива тревога и средният праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател в условия на биномно разпределен ХИС. Загубите на откривателя са определени посредством средният му праг на откриване спрямо оптималния откривател. Средният праг е получен аналитично, посредством вероятностните характеристики и с Монте Карло симулация на моделиран осредняващ ПЧЛТ откривател.

4. Независимо от вида на разпределението на хаотично импулсните смущения, осредняващият ПЧЛТ откривател се адаптира към средата и средният му праг на откриване запазва характера си на изменение. Съществена роля обаче оказва правилния избор на скаларен фактор който гарантира поддържането на вероятността на лъжлива тревога.

5. Изследвана е чувствителността на цензуриращ ПЧЛТ откривател спрямо промяната на параметрите на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения. Получени са загубите на откривателя посредством средния му праг на откриване. Средният праг е получен аналитично, посредством вероятностните характеристики и с Монте Карло симулация на моделиран цензуриращ ПЧЛТ откривател. Предложена е конкретна стойност на прага на цензуриране при Поасонов модел на ХИС.

6. Определени са загубите между осредняващ и цензуриращ ПЧЛТ откривател при ХИС с Поасонов модел. Наличието на допълнителна прагова обработка води до подобряване на откриването на сигнала на фона на смущения.

ТРЕТА ГЛАВА

ДВУМЕРНИ ОТКРИВАТЕЛИ ПОДДЪРЖАЩИ ПОСТОЯННА ЧЕСТОТА НА ЛЪЖЛИВА ТРЕВОГА В УСЛОВИЯ НА ХАОТИЧНО ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ

3.1. АЛГОРИТЪМ И ПРИНЦИП НА РАБОТА НА БИНАРЕН ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛ (CFAR BI)

Най-често използваните алгоритми за автоматично откриване на пакети радиолокационни сигнали, отразени от цел, са алгоритмите с бинарно натрупване на входния сигнал [51]. Откриването на радиолокационна цел в ПЧЛТ откривател се маркира с единица при наличие на пачка от радиолокационни импулси. Откриването на тази пачка 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 предишната глава едноканален осредняващ ПЧЛТ откривател (CFAR pulse detection). На този етап се извършва адаптация на първия праг на откривателя към нивото на смущение, на вторият етап – натрупване на пакет от откритите импулси и сравнението им с постоянен праг M [35]. Блоквата схема на бинарен ПЧЛТ откривател (CFAR BI) е показана на фиг.3.1. Откривателят се състои от L едноканални ПЧЛТ откриватели работещи в паралел и бинарен интегратор (суматор).

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 резултат на работата всички те се сравняват с праг H_{DI} , използвайки правилото:

$$\Phi_l(x_{0l}) = \begin{cases} 1, & \text{ако } x_{0l} \geq H_{DI} \\ 0, & \text{ако } x_{0l} < H_{DI} \end{cases} \quad (3.1)$$

Прага H_{DI} е различен за L -те канала и се получава като произведение на скаларния фактор T на откривателя с оценката на нивото на смущението V_l във всеки от каналите. Оценките от своя страна се получават както в СА CFAR алгоритъм или като сума от мощностите на всички клетки в обучаващия прозорец.

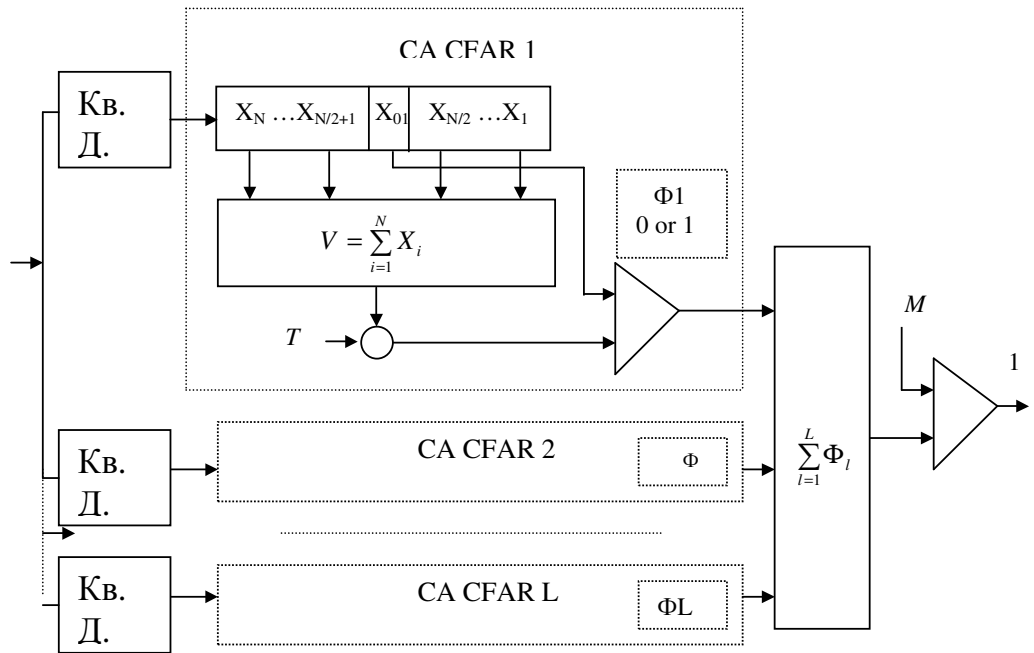
Бинарното натрупване (интегриране), представлява сумиране на всички Φ_l изхода. Пакетът импулси или целта е открита, ако тази сума надскочи втория праг M .

$$\begin{cases} H_1 : (\text{има цел}), & \text{ако } \sum_{l=1}^L \Phi_l \geq M \\ H_0 : (\text{няма цел}), & \text{ако } \sum_{l=1}^L \Phi_l < M \end{cases} \quad (3.2)$$

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

$$P_D = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_d^*)^l (1 - P_d^*)^{L-l} \quad (3.3)$$

Където P_d^* е вероятността за откриване на единичен импулс.

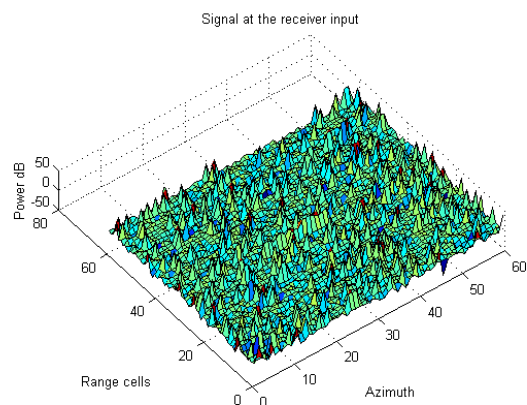
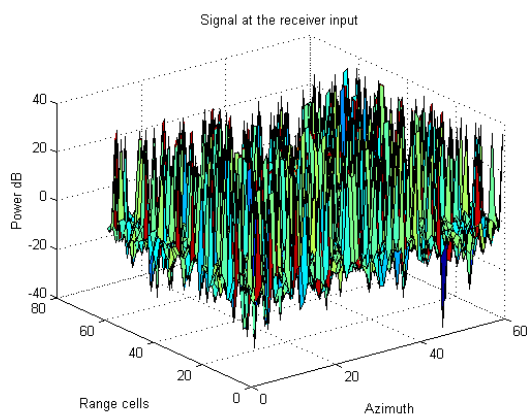


Фиг. 3.1 Бинарен ПЧЛТ откривател (CFAR BI)

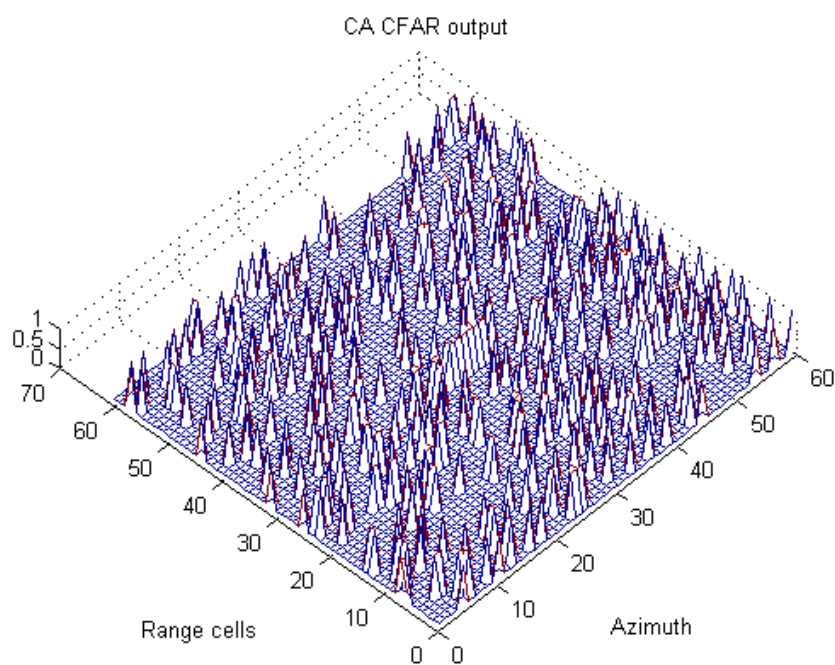
Междинни резултати от работата на бинарен ПЧЛТ откривател (CFAR BI) при обработката на конкретна радиолокационна среда са показани на фиг.3.2. Резултатите са получени посредством моделиране на изследвания откривател в средата на MATLAB.

На фиг.3.2 а) е показана примерна радиолокационна обстановка, състоящ се от шум на приемника, хаотично импулсни смущения и пакет импулси, отразени от цел. Моделът е получен при следните параметри: средната мощност на шума на приемника $\lambda_0 = 1$; средната мощност на хаотично импулсните смущения $r_j = 30dB$ и вероятност за поява $e_0 = 0.1$; пакет от 16 импулса с отношения сигнал/шум $s = 30dB$. Бинарния откривател поддържа вероятността на лъжлива тревога на изхода си $P_{fa} = 10^{-6}$ при праг на откриване $M = 10$. За поддържането на тази вероятност е необходимо да се подбере подходящ скаларен фактор T . Той е еднакъв за всички ПЧЛТ откриватели (CA CFAR) работещи в L -те канала на бинарния откривател. Скаларен фактор T поддържа постоянна вероятността на лъжлива тревога на изхода на бинарния откривател. Вероятността на лъжлива тревога

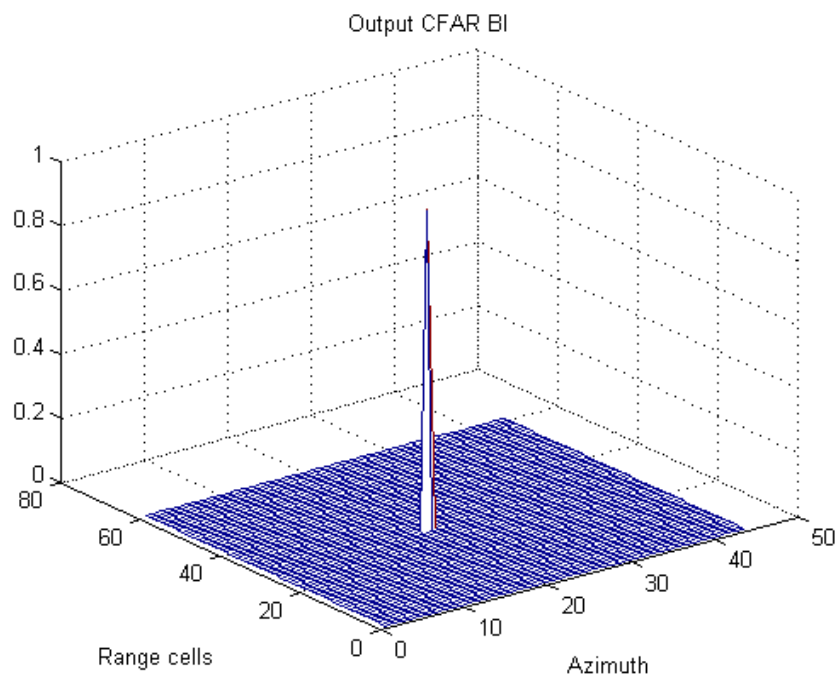
е постоянна и на изхода на CA CFAR откривателите, но там тя е доста по голяма от вероятността на бинарния откривател.



а) входен масив



б) изход след обработка от CA CFAR откривател



в) изход на бинарен ПЧЛТ откривател (CFAR BI)

Фиг.3.2 Принцип на действие на бинарен ПЧЛТ откривател

($\lambda_0 = 1, r_j = 30dB, e_0 = 0.1, s = 30dB, P_{fa} = 10^{-6}, N = 16, L = 16, M = 10$)

Това се вижда и от фиг.3.2 б), където е показан изходния масив след обработка с СА CFAR откривателите. Както се вижда, на изхода след СА CFAR обработката са преминали както пакета радиолокационни импулси, така и много лъжливи импулси. Вероятността на лъжлива тревога тук е доста голяма. Използвайки бинарно натрупване по азимут и правило за откриване 10 от 16 води до откриване на пакета радиолокационни импулси и премахване на лъжливите импулси (фиг.3.2 в). Вероятността на лъжлива тревога на изхода на бинарния ПЧЛТ откривател е 10^{-6} .

3.1.1. Вероятностни характеристики на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения

Вероятностните характеристики на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на хаотично импулсни смущения са изследвани в [35]. Вероятността на правилно откриване се получава от (3.3) след заместване на P_d^* с (2.24).

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

$$P_d = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1 - e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T}{1+r_j+s}\right)^{N-i}} + \frac{1-e_0}{\left(1 + \frac{(1+r_j)T}{1+s}\right)^i \left(1 + \frac{T}{1+s}\right)^{N-i}} \right\} \quad (3.4)$$

Полагайки отношението сигнал/шум равно на нула ($s=0$) в (3.4), се получава вероятността на лъжлива тревога на CFAR VI откривателя.

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

$$P_{fa} = \sum_{i=1}^N C_N^i e_0^i (1 - e_0)^{N-i} \left\{ \frac{e_0}{(1+T)^i (1 + (1+r_j)^{-1}T)^{N-i}} + \frac{1-e_0}{(1 + (1+r_j)T)^i (1+T)^{N-i}} \right\} \quad (3.5)$$

Скаларният фактор T се определя от (3.5) така, че вероятността на лъжлива тревога да придобие желаната стойност. В табл. 3.1 са дадени стойности на скаларния фактор поддържащ вероятността на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$ при следните входни параметри: големина на обучаващия прозорец $N=16$; канали по азимут $L=16$; бинарен праг $M=10$ и 16 ; вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$; хаотично импулсни смущения с вероятност за поява $e_0 = 0, 0.001, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$ и средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=10$ и 30 dB.

M/L	r_j (dB)	e_0					
		0	0.001	0.01	0.033	0.066	0.1
10/16	10	0.1487	0.1485	0.1469	0.1439	0.1423	0.1446
	30	0.1487	0.1481	0.1433	0.1322	0.1221	0.1258
16/16	10	0.0554	0.0552	0.0527	0.0473	0.0412	0.0366
	30	0.0554	0.0545	0.046	0.025	0.0046	0.0016

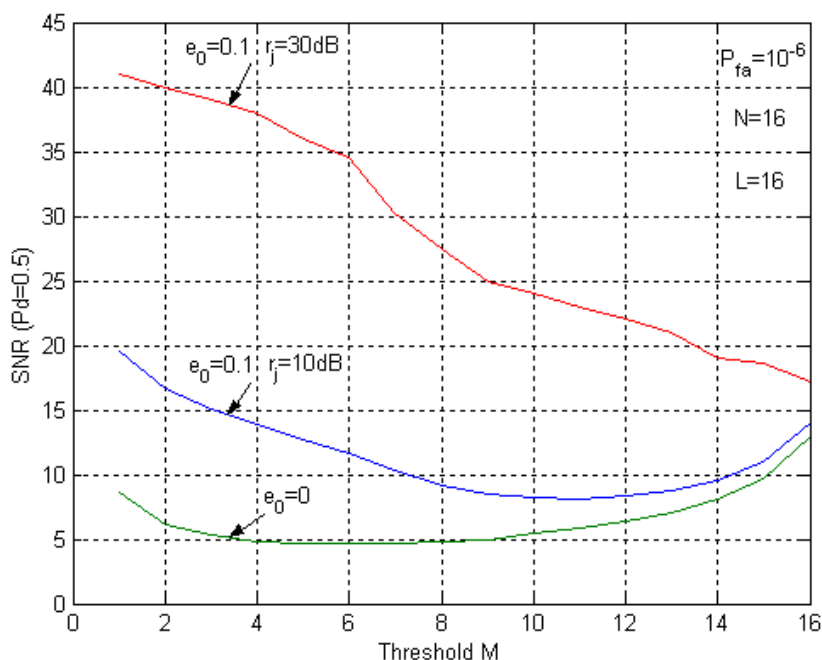
Табл. 3.1 Скаларен фактор (T) на бинарен ПЧЛТ процесор (CFAR VI)

Поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна в откривателя налага скаларният фактор непрекъснато да се променя, за да може да компенсира промяната на параметрите на смущението. Основна трудност при настройката на ПЧЛТ откривателя представлява определянето на скаларния фактор, съответстващ на средата, в която той работи.

3.1.1.1. Избор на бинарен праг на CFAR BI откривател

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 прага, извършващ откриването на пакета отразени радиолокационни импулси, е постоянен и се задава предварително.

В настоящия параграф е изследвано влиянието на бинарния праг върху необходимото отношение сигнал шум, за да се открие пакетът импулси с вероятност 0.5. Тази зависимост е показана на фиг. 3.3. Резултатите са получени при следните входни параметри: големина на обучаващият прозорец $N=16$; канали по азимут $L=16$; бинарен праг M изменящ се от 1 до 16; вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$; хаотично импулсни смущения с вероятност за поява $e_0 = 0, 0.1$ и средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30$ dB; вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} .



Фиг. 3.3. Влияние на бинарния праг M върху отношението сигнал/шум

От получените резултати на фиг.3.3. се вижда, че съществува оптимален бинарен праг за всяка една входна ситуация. При липса на импулсни смущения ($e_0=0$), най-подходящ е праг с големина $M=6$, в този случай целта ще бъде открита с вероятност 0.5. При наличие на импулсни смущения е необходимо да се подбере по-голям бинарен праг, за да се открие желаната цел с минимално отношение сигнал/шум. При вероятност за поява на ХИС $e_0=0.1$ и средна мощност на смущенията 10dB, подходящ бинарен праг е $M=11$. Увеличаването на средната мощност на импулсните смущения също оказва

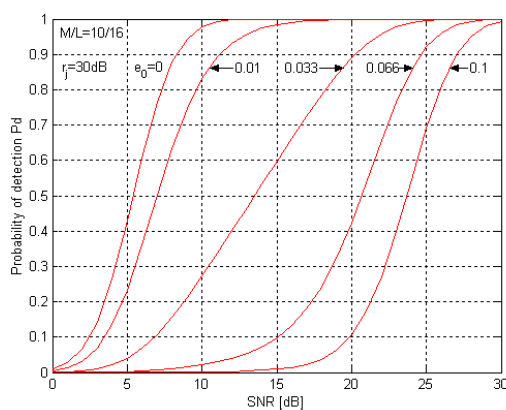
влияние на избора на бинарен праг. За ХИС със средна мощност 30dB и вероятност за поява 0.1 най-подходящо е да се използва максимално възможния праг, който е равен на броя канали по азимут, в случая $M=16$.

От тези резултати е взето решение изследванията по-надолу в дисертацията да се извършат за два бинарни прага, $M=10$ и 16 . Изборът на тези прагове е продиктуван от това, че в дисертацията се изследват хаотично импулсни смущения в целия диапазон за поява и при различни средни мощности. Тези прагове дават достатъчно пълна представа за изследвания откривател и поведението му при промяна на параметрите на хаотично импулсните смущения.

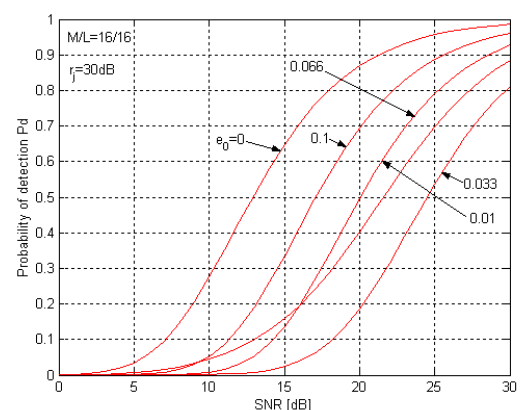
3.1.1.2. Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ (CFAR BI) откривател в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения.

Вероятността на правилно откриване на изследвания откривател се увеличава с увеличаването на средната мощност на полезния сигнал. Интерес на настоящата работа представлява чувствителността на откривателя към промяната на параметрите на хаотично импулсните смущения. Получените оригинални резултати са публикувани в [4*].

Вероятността на правилно откриване на изследвания откривател при правила на бинарния откривател $M/L=10/16$ и $16/16$ са показани на фиг. 3.4. Резултатите са получени чрез уравнение (3.4), при следните параметри на хаотично импулсните смущения: $r_j=30\text{dB}$ и $e_0=0, 0.01, 0.033, 0.066$ и 0.1 .



а) $M/L=10/16$



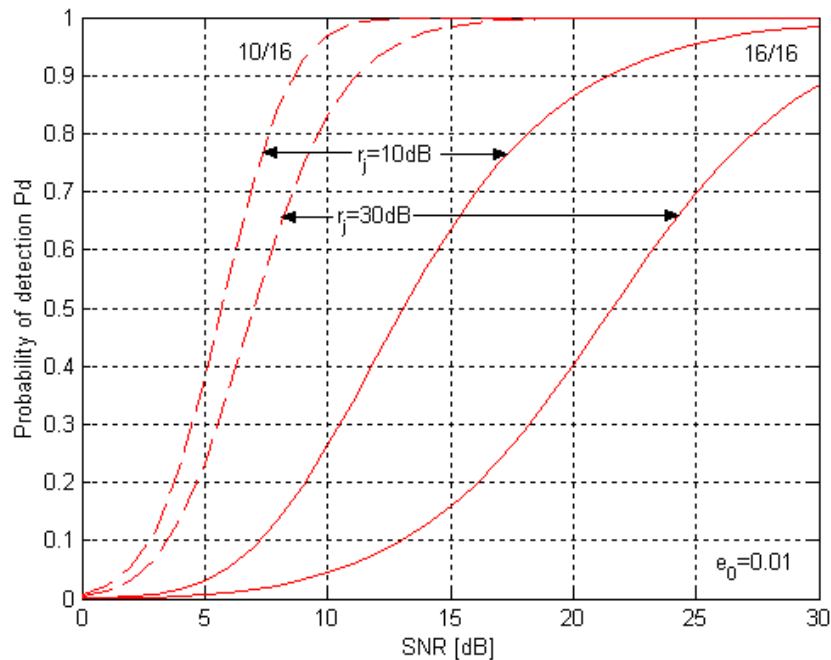
б) $M/L=16/16$

Фиг. 3.4 Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на ХИС с променяща се интензивност.

($e_0=0, 0.1, 0.033, 0.066, 0.1$; $r_j=30\text{dB}$; $\lambda_0=1$; $P_{fa}=10^{-6}$; $N=16$; $L=16$; $M=10$ и 16)

При $M/L=10/16$, увеличаването на вероятността за поява на хаотично импулсни смущения води до намаляване на вероятността за правилно откриване на CFAR VI откривателя при фиксирана стойност на отношението сигнал/шум. При правило на откриване $M/L=16/16$, увеличаването на вероятността за поява на ХИС до 0.033 води до увеличаване на отношението сигнал/шум, след което то намалява. Тези резултати ни показват, че при малка интензивност на импулсните смущения е за предпочитане да се работи с праг $M=10$, а при по-висока интензивност да се използва праг $M=16$.

Вероятността на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ (CFAR VI) откривател намалява при увеличаването на средната мощност на хаотично импулсните смущения. Вероятностите на правилно откриване при стойности на: $e_0=0.01$; $r_j=10$ и 30dB ; $\lambda_0=1$; $N=16$; $M/L=10/16$ и $16/16$; $P_{fa}=10^{-6}$ са показана на фиг. 3.5. По-голямата средна мощност на смущението изисква по-мощен полезен сигнал за фиксирана стойност на вероятността на правилно откриване. Изборът на по-нисък бинарен праг (в случая $M=10$) подобрява откриването на пакета радиолокационни импулси при постоянна вероятност на лъжлива тревога.



Фиг. 3.5 Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ процесор в условие на ХИС със средна мощност $r_j=10, 30\text{dB}$ и вероятност за поява 0.01.

В табл. 3.2 са дадени стойности на отношението сигнал/шум в dB на бинарен ПЧЛТ откривател при вероятност на правилно откриване 0.5. Резултатите са получени в

условията на хаотично импулсни смущения с мощност 10 и 30dB и вероятност за поява 0, 0.001, 0,01, 0,033, 0,066 и 0,1. Откривателят поддържа вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} и е изследван за две решаващи правила на бинарния откривател M/L 10/16 и 16/16.

Както беше показано по-горе, така и в табл. 3.2 се вижда, че изборът на бинарен праг M зависи от средата, в която работи откривателят. При Поасонов поток на ХИС, с малка средна мощност, е за предпочитане да се работи с праг, по малък от общия брой канали на откривателя.

M/L	r_j (dB)	e_0					
		0	0.001	0.01	0.033	0.066	0.1
10/16	10	5.37	5.41	5.65	6.43	7.21	8.18
	30	5.37	5.5	7.02	13.5	20.7	23.68
16/16	10	12.94	12.95	13.13	13.41	13.69	13.96
	30	12.94	14.06	21.61	24.56	20.1	17.2

Табл. 3.2 Отношение сигнал/шум (SNR) на бинарен ПЧЛТ процесор, при $P_D=0.5$

3.1.2. Вероятностни характеристики на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на биномен поток от хаотично импулсни смущения

Получени са аналитични изрази на вероятността на правилно откриване и лъжлива тревога на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на биномен поток на хаотично импулсни смущения. Зависимостите за вероятностите, и резултатите от изследването са оригинални и са публикувани в [1*, 10*]. Вероятността на правилно откриване се получава от (3.3) след заместване на P_d^* с (2.32).

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

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

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

$$R_2 = \frac{2e(1-e)}{\left(1 + \frac{T(1+2r_j)}{1+r_j+s}\right)^i \left(1 + \frac{T(1+r_j)}{1+r_j+s}\right)^j \left(1 + \frac{T}{1+r_j+s}\right)^{N-i-j}}$$
(3.6)

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

Полагайки отношението сигнал/шум равно на нула ($s=0$) в (3.6), се получава вероятността на лъжлива тревога на CFAR VI откривателя в условие на биномен ХИС.

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

$$P_{fa} = \sum_{i=0}^N C_N^i e^{2i} \sum_{j=0}^{N-i} C_{N-i}^j (2e(1-e))^j (1-e)^{2(N-i-j)} \{R_{11} + R_{22} + R_{33}\} \quad (3.7)$$

$$R_{11} = \frac{(1-e)^2}{\left(1 + T(1+2r_j)\right)^i \left(1 + T(1+r_j)\right)^j (1+T)^{N-i-j}}$$

$$R_{22} = \frac{2e(1-e)}{\left(1 + \frac{T(1+2r_j)}{1+r_j}\right)^i (1+T)^j \left(1 + \frac{T}{1+r_j}\right)^{N-i-j}}$$

$$R_{33} = \frac{e^2}{(1+T)^i \left(1 + \frac{T(1+r_j)}{1+2r_j}\right)^j \left(1 + \frac{T}{1+2r_j}\right)^{N-i-j}}$$

Скаларният фактор T на откривателя се получава от (3.7) така, че вероятността на лъжлива тревога да придобие желаната от нас стойност. Стойности на скаларния фактор при големина на обучаващия прозорец $N=16$, канали по азимут $L=16$, вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, вероятност за поява на ХИС от 0.1 до 1 и средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30$ dB са дадени в табл. 3.3.

M/L	e_0									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
10/16	0.1256	0.2291	0.2541	0.2401	0.2206	0.2025	0.1871	0.1743	0.1635	0.1488
16/16	0.0015	0.00059	0.00049	0.00077	0.0203	0.0353	0.0434	0.048	0.0509	0.0555

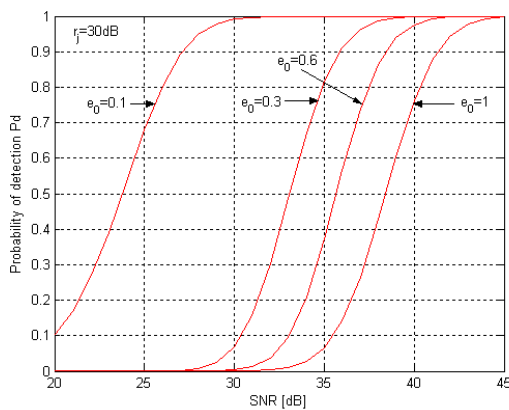
Табл. 3.3 Скаларен фактор (T) на бинарен ПЧЛТ процесор (CFAR VI)

3.1.2.1. Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на биномен поток на хаотично импулсни смущения.

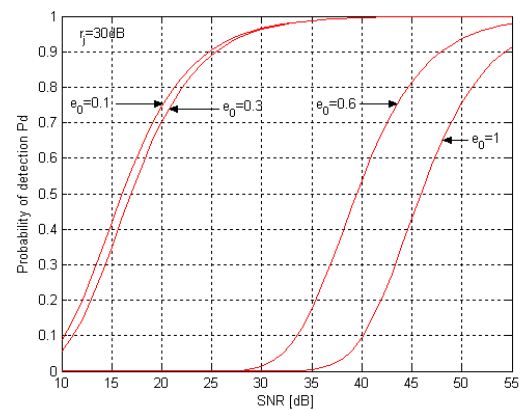
Поведението на бинарния ПЧЛТ откривател при наличие на биномен поток от импулсни смущения е аналогично както и при Поасонов поток, но тъй като вероятността за поява на ХИС тук е по-висока, то и вероятността на правилно откриване намалява.

Интерес в настоящето изследване представлява влиянието на бинарният праг M при промяна на честотата на поява на импулсни смущения. Изследването е оригинално и резултатите от него са публикувани в [1*, 10*].

Вероятността на правилно откриване на изследвания откривател при правила на бинарния откривател $M/L=10/16$ и $16/16$ е показана на фиг. 3.6. Резултатите са получени с уравнение (3.6), при следните параметри на импулсните смущения: $r_j=30\text{dB}$ и $e_0=0.1, 0.3, 0.6$ и 1 .



а) $M/L=10/16$



б) $M/L=16/16$

Фиг. 3.6 Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ откривател
в условие на ХИС с променяща се интензивност.

($e_0=0.1, 0.3, 0.6, 1$; $r_j=30\text{dB}$; $\lambda_0=1$; $P_{fa}=10^{-6}$; $N=16$; $L=16$; $M=10$ и 16)

От фиг.3.6 се вижда, че при сравнително малки вероятности за поява на ХИС – (0.1), откривател с правило на откриване $16/16$ е по-добър от този с правило $10/16$ с около 9dB. Увеличавайки вероятността за поява на ХИС до 1 води до намаляване на вероятността на правилно откриване при фиксирано отношение сигнал/шум. Намаляването на тази вероятност от своя страна е по-голямо при откривателя използващ бинарен праг $M=16$ и по-малко при праг $M=10$. При вероятност за поява на ХИС $e_0=1$ загубите при използването на праг 16 спрямо случая с праг $M=10$ е около 8dB.

В табл. 3.4 са дадени стойностите на отношението сигнал/шум в dB на бинарен ПЧЛТ откривател при вероятност на правилно откриване 0.5. Резултатите са получени посредством (3.6), в условията на хаотично импулсни смущения с мощност 30dB и вероятност за поява от 0,1 до 1. ПЧЛТ откривателят поддържа вероятност на лъжлива

тревога 10^{-6} и е изследван за две решаващи правила на бинарният откривател $M/L = 10/16$ и $16/16$.

Увеличаването на вероятността за поява на смущения води до увеличаване на необходимото отношение сигнал/шум, за да бъде вероятността на правилно откриване постоянна $P_D=0.5$. Използването на по-малък бинарен праг ($M=10$) е ефективно в случаите на високо интензивни потоци с вероятности за поява над 0.5. За потоци с вероятност за поява на ХИС до 0.5 е за предпочитане е да се работи с максимално голям бинарен праг ($M=16$).

M/L	e_0									
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
10/16	23.8	30.4	33.1	34.3	35.1	35.7	36.2	36.6	37.3	38.4
16/16	17	15.5	16	18.9	35.9	39.5	41.4	42.7	44	45.9

Табл. 3.4 Отношение сигнал/шум (SNR) на бинарен ПЧЛТ процесор, при $P_D=0.5$

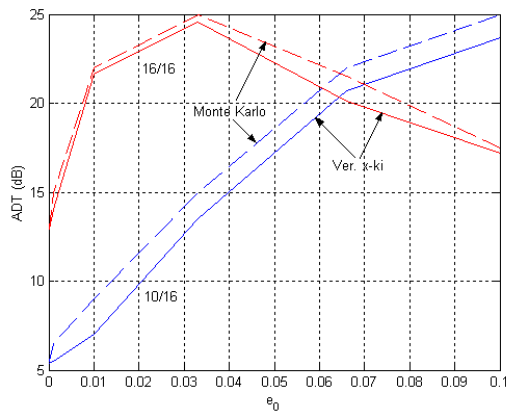
3.1.3. Среден праг на откриване на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на ХИС

Средният праг на откриване (ADT) на бинарният ПЧЛТ откривател в дисертацията е получен посредством вероятността на правилно откриване. Средният праг на откриване, както беше споменато на няколко пъти в дисертацията, практически може да се определи от отношението сигнал/шум необходимо за получаване на вероятност на правилно откриване 0.5 [121]. Вероятността на правилно откриване на бинарният ПЧЛТ откривател е получена посредством формули (3.4 и 3.6) и Монте Карло симулация на моделиран CFAR VI алгоритъма. Резултатите от моделирането са показани със пунктир. Получените резултати са оригинални и са публикувани в [1*, 10*].

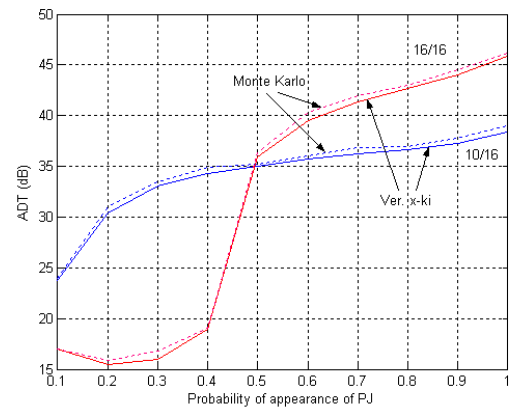
Средният праг на откриване на CFAR VI откривателя във функция на вероятността на поява на Поасонов поток от ХИС са показани на фиг. 3.7 а). Резултатите за случая на биномен поток от хаотично импулсни смущения са дадени на фиг.3.7 б). От получените резултати се вижда, че и двата метода дават аналогични резултати. Разликата между Монте Карло метода и изчислените стойности, посредством вероятностните характеристики, е около 1-2dB. Резултатите са получени при следните параметри: големина на обучаващият прозорец $N=16$, канали по азимут $L=16$, бинарен праг $M=10$ и 16 ; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, вероятност за поява на ХИС от 0 до 1 и средна мощност на отношението смущение/шум $r_f=30$ dB.

При наличие на Поасонов поток на ХИС със средна мощност 30dB необходимото отношение сигнал/шум, за да се открие целта с вероятност 0.5, е около 15-20dB. При ниска интензивност на смущенията (от 0 до 0.065) е за предпочитане използването на бинарен праг $M=10$. При по-високи вероятности за поява на ХИС (от 0.065 до 0.1) по-добър е откривателят с бинарен праг $M=16$. От фиг. 3.7 а) се вижда, че при подходящ подбор на бинарният праг на откривателя е възможно да се подобри работата на откривателя до 10dB.

Изменението на средния праг на откриване в случаи на биномен поток на хаотично импулсни смущения, при висока интензивност на потока, по-висока от 0.1, е показано на фиг. 3.7 б). При вероятности за поява на ХИС до 0.5 е за предпочитане да се използва бинарен праг $M=10$, в този случай печалбата спрямо откривателя с праг $M=16$ е около 15dB. При вероятност за поява около 0.5, средният праг на откриване на бинарният откривател и за двете стойности на прага се изравняват. След тази вероятност за поява (0.5), по-нисък среден праг се получава при праг на откривателя $M=10$.



а) Поасонов поток на ХИС



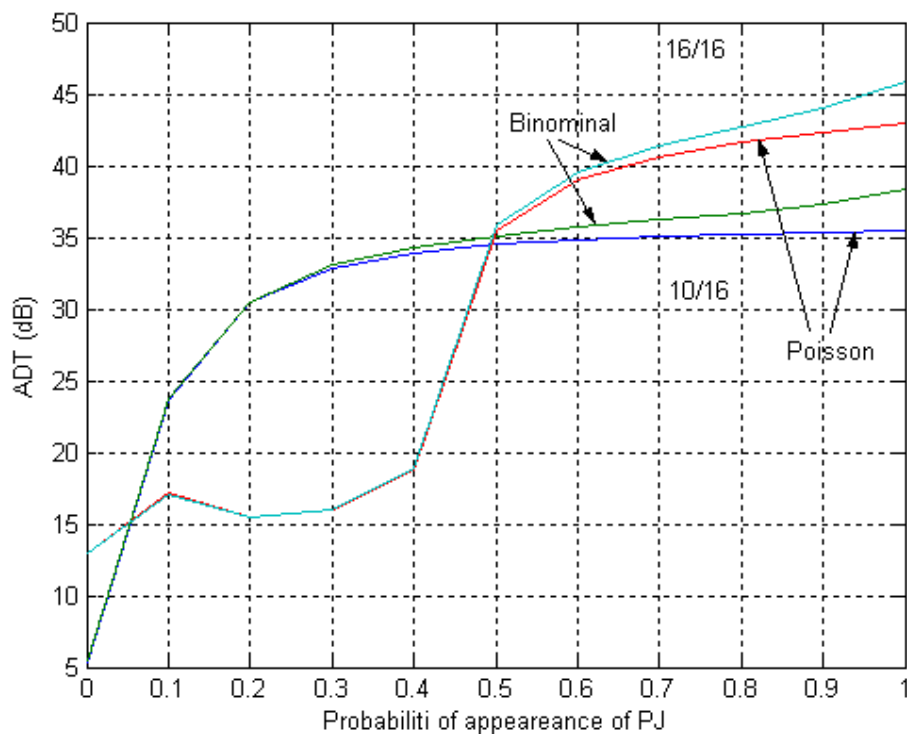
б) Биномен поток на ХИС

Фиг. 3.7 Среден праг на откриване на бинарен ПЧЛТ откривател, получен посредством вероятностните характеристики на откривателя (3.4 и 3.6) и Монте Карло симулация.

$$(r_j=30\text{dB}; \lambda_0=1; P_{fa}=10^{-6}; N=16; L=16; M=10 \text{ и } 16)$$

Изменението на средният праг на откриване във функция на вероятността за поява на ХИС в целия диапазон за поява от 0 до 1 и за двата потока (Поасонов и биномен) е показано на фиг.3.8. Изследването на средният праг на CFAR VI откривателя в целия диапазон за поява на ХИС и за двата потока цели да се провери каква грешка ще се допусне при некоректно избрано разпределение на смущението. Оказва се, че до вероятности за поява на ХИС до 0.5, стойностите на средния праг на откриване на

бинарният откривател и за двете разпределения съвпадат. При вероятности за поява на ХИС по-големи от 0.5, грешката при използването на Поасонов поток е от порядъка на 1-4dB.



Фиг. 3.8 Среден праг на откриване на бинарен ПЧЛТ откривател, получен чрез вероятностните характеристики в целия диапазон за поява на ХИС, използвайки Поасонов и биномен поток. ($r_j=30\text{dB}$; $\lambda_0=1$; $P_{fa}=10^{-6}$; $N=16$; $L=16$; $M=10$ и 16)

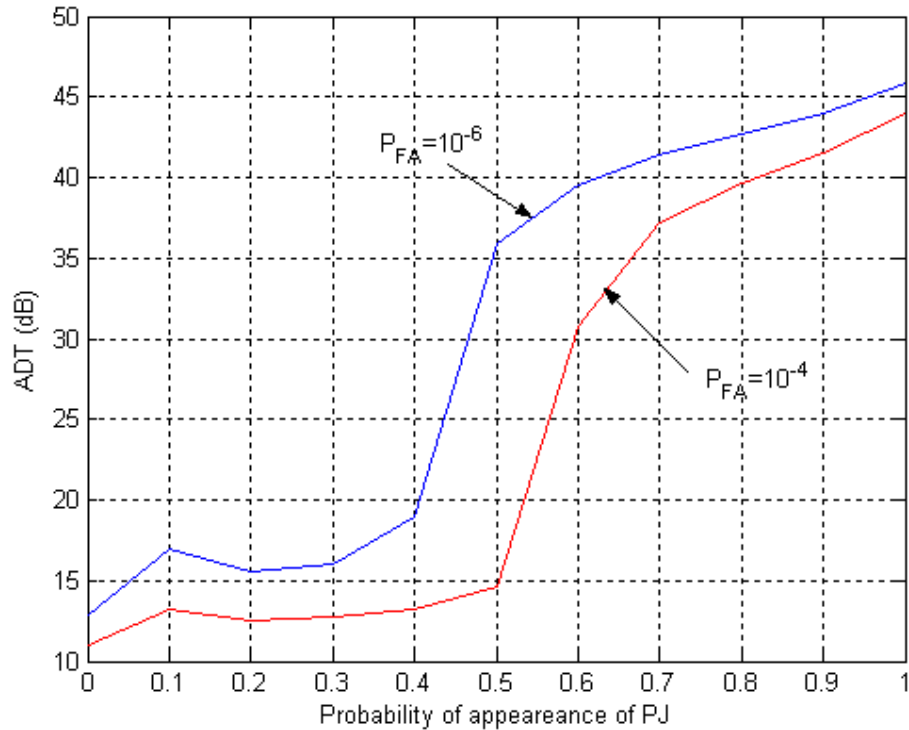
Независимо от вида на разпределението на потока, тенденцията в изменението на средния праг на откриване е сходна. Средният праг на откриване на бинарният ПЧЛТ откривател при наличие на биномен поток е с около няколко dB по висок от този с Поасонов поток. Този резултат позволява да се използва модела за биномен поток в целия диапазон за поява на ХИС, при по-нататъшни изследвания на откривателя.

Правилният избор на бинарен праг е от съществено значение за откривателя. Както се вижда от фиг.3.8 избора на максимално възможен праг (в случая 16) е подходящо да се използва в интервала за поява на ХИС 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 отношението сигнал/шум за откриване на целта, може да се постигне по няколко начина: посредством увеличаване на броя импулси в пакета,

отговарящи на по-голяма извадка по азимут L ; подходящ избор на бинарен праг; увеличаване на вероятността на лъжлива тревога.

Промяната на прага (ADT) при увеличаване на вероятността на лъжлива тревога е показана на фиг. 3.9.



Фиг. 3.9 Среден праг на откриване на бинарен ПЧЛТ откривател, за две стойности на вероятността на лъжливо цензуриране: $P_{fa}=10^{-6}$ и 10^{-4}

$$(rj=30dB; \lambda_0=1; N=16; L=16; M=16)$$

Увеличаването на вероятността на лъжлива тревога от 10^{-6} на 10^{-4} , води до намаляване на средния праг на откриване на CFAR VI откривателя с около 4-5dB, а при вероятности за поява на ХИС от 0.4 до 0.6, подобрението е 10-20dB.

3.2. ЦЕНЗУРИРАЩ БИНАРЕН ПЧЛТ ПРОЦЕСОР (EXC CFAR BI)

Принципът на работа на цензуриращия бинарен ПЧЛТ откривател е подобен както на бинарният (CFAR BI) откривател, изследван в предишния параграф, но за откриването на единичен импулс се използва EXC CFAR алгоритъм във всеки от каналите по азимут. Откривателя се състои от L едноканални цензуриращи ПЧЛТ откриватели, работещи в паралел, и бинарен интегратор на изхода [35].

Откриването на единичните импулси се извършва във всеки от каналите с помощта на разгледания в предишната глава едноканален цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR). Блоквата схема на бинарен ПЧЛТ откривател (CFAR BI) е показана на фиг.3.10.

Стойностите на сигналите от обучаващия прозорец ($x_1 \dots x_N$) във всеки от L -те канала се сравняват с праг на цензуриране B_E , като тези с по-голяма мощност, надхвърлящи цензуриращия праг се нулират, а останалите с по-малка стойност от прага B_E запазват големината си.

$$y_i = \begin{cases} x_i & \text{ако } x_i \leq B_E \\ 0 & \text{ако } x_i > B_E \end{cases} \quad (3.8)$$

Оценките на нивото на смущението в обучаващите L прозорци се получава от останалите ненулеви стойности след цензурирането. Не нулевите елементи се сумират и разделят на броя им

$$V_l = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k y_i, \quad l=1 \dots L \quad (3.9)$$

където k е броя на нецензурираните елементи в обучаващия прозорец.

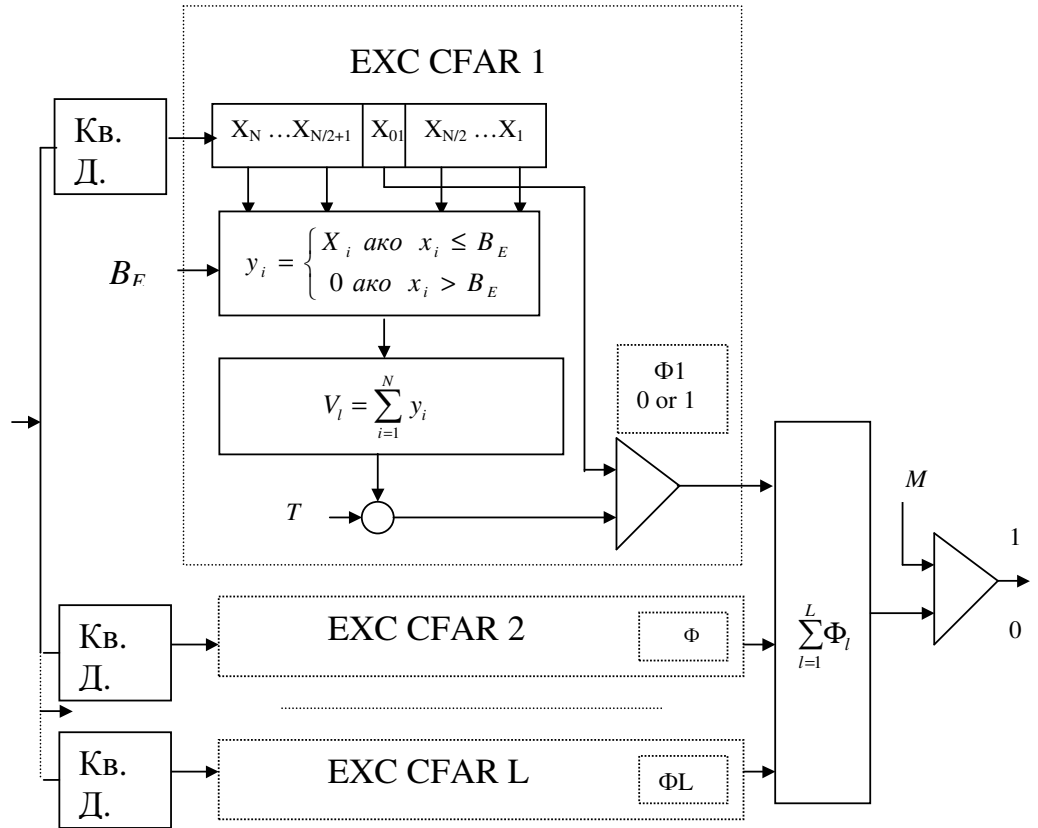
В цензуриращия бинарен ПЧЛТ откривател всички L тествани клетки се сравняват с праг H_{Dl} , използвайки правилото:

$$\Phi_l(x_{0l}) = \begin{cases} 1, & \text{ако } x_{0l} \geq H_{Dl} \\ 0, & \text{ако } x_{0l} < H_{Dl} \end{cases} \quad (3.10)$$

Прагът H_{Dl} се получава като произведение на оценката на нивото на шума V_l от всеки канал по азимут със скаларен фактор T , гарантиращ поддържането на лъжливата тревога постоянна.

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 .

$$\begin{cases} H_1 : (\text{има цел}), & \text{ако } \sum_{l=1}^L \Phi_l \geq M \\ H_0 : (\text{няма цел}), & \text{ако } \sum_{l=1}^L \Phi_l < M \end{cases} \quad (3.11)$$



Фиг. 3.10 Цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател (EXC CFAR BI)

3.2.1. Вероятностни характеристики на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения

Вероятността на правилно откриване и лъжлива тревога на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на ХИС, са аналитично изведени и изследвани в [35]. Вероятността на правилно откриване се получава от (3.3) след заместване на вероятността за откриване на единичен импулс с цензуриращ ПЧЛТ откривател (2.48).

$$P_D = \sum_{l=M}^L C_L^l (P_d)^l (1 - P_d)^{L-l} \quad (3.12)$$

$$P_d = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0) M_v \left(\frac{T}{\lambda_0 (1 + s)}, k \right) + e_0 M_v \left(\frac{T}{\lambda_0 (1 + r_j + s)}, k \right) \right\}$$

P_E е вероятността, че даден елемент x_i от обучаващия прозорец остава на изхода на цензуриращото устройство (2.41), M_v е моментно генериращата функция на оценката на нивото на смущението (2.46).

Полагайки отношението сигнал/шум равно на нула ($s=0$) в (3.12), се получава вероятността на лъжлива тревога на EXC CFAR VI откривателя.

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

$$P_{fa} = \sum_{k=1}^N C_N^k P_E^k (1 - P_E)^{N-k} \left\{ (1 - e_0) M_V \left(\frac{T}{\lambda_0}, k \right) + e_0 M_V \left(\frac{T}{\lambda_0 (1 + r_j)}, k \right) \right\} \quad (3.13)$$

Скаларният фактор T на изследвания откривател се определя от (3.13) така, че вероятността на лъжлива тревога да има желаната от нас стойност. В табл. 3.5 са дадени няколко стойности на скаларния фактор на EXC CFAR VI откривател при следните входни параметри: големина на обучаващия прозорец $N=16$, канали по азимут $L=16$, бинарен праг $M=10$ и 16 , цензуриращ праг $B_E=2$, вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0 = 1$, вероятност за поява на ХИС $e_0 = 0, 0.001, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$ и средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=10$ и 30 dB

M/L	r_j (dB)	e_0					
		0	0.001	0.01	0.033	0.066	0.1
10/16	10	3.3925	3.4016	3.4868	3.735	4.1955	4.8744
	30	3.3925	3.4043	3.5168	3.87	4.6823	7.1526
16/16	10	1.2807	1.282	1.2938	1.3255	1.3754	1.4331
	30	1.2807	1.2822	1.2961	1.3338	1.3946	1.4671

Табл. 3.5 Скаларен фактор (T) на цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор (EXC CFAR VI)

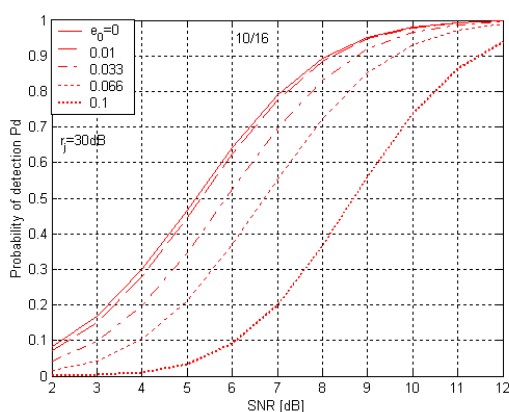
Поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна в откривателя, налага скаларният фактор непрекъснато да се променя, с промяната на параметрите на смущението. Увеличаването на вероятността за поява и мощността на смущенията води до увеличаване на скаларния фактор. Наличието на допълнителна прагова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

3.2.1.1. Вероятност на правилно откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател, в условие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения.

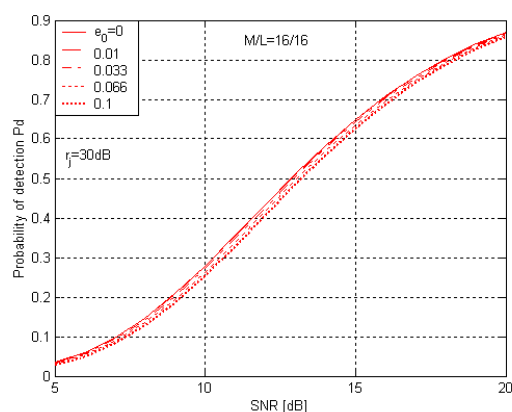
Както беше показано във втора глава от дисертацията при изследването на цензуриращия едноканален ПЧЛТ откривател в условие на Поасонов поток на ХИС, най-

висока вероятност за правилно откриване се получава при използването на цензуриращ праг $B_E=2$. По тази причина в настоящия параграф ще използваме цензуриращ праг $B_E=2$. Интерес на настоящата работа представлява чувствителността на цензуриращия бинарен ПЧЛТ откривател към промяната на параметрите на хаотично импулсните смущения, за две стойности на бинарния праг $M=10$ и 16 .

Вероятността на правилно откриване на изследвания откривател при правила на бинарния откривател $M/L=10/16$ и $16/16$ е показана на фиг. 3.11. Резултатите са получени с помощта на уравнение (3.12), при следните параметри на импулсните смущения: $r_j=30\text{dB}$ и $e_0=0, 0.01, 0.033, 0.066$ и 0.1 . Броя на каналите по азимут е $L=16$, големината на обучаващият прозорец е $N=16$ и откривателя поддържа вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} .



а) $M/L=10/16$



б) $M/L=16/16$

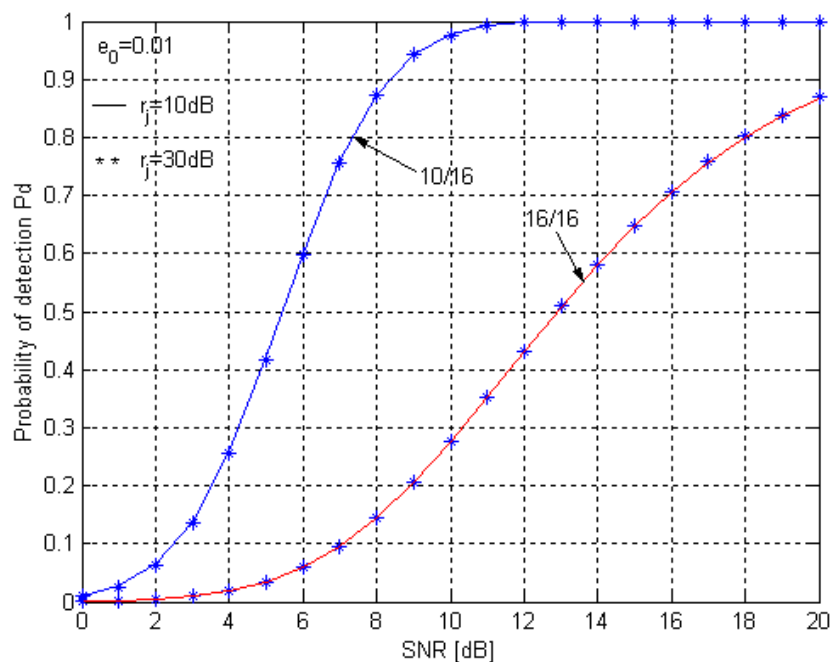
Фиг. 3.11 Вероятност на правилно откриване на бинарен ПЧЛТ откривател в условие на ХИС с променяща се интензивност.

($e_0=0, 0.1, 0.033, 0.066, 0.1$; $r_j=30\text{dB}$; $\lambda_0=1$; $P_{fa}=10^{-6}$; $N=16$; $L=16$; $B_E=2$; $M=10$ и 16)

От фиг. 3.11 се вижда, че промяната на вероятността за поява на ХИС оказва по-съществено влияние върху вероятността на правилно откриване при бинарен праг $M=10$. Увеличаването на вероятността за поява на ХИС води до намаляване на вероятността за правилно откриване на EXC CFAR BI откривателя, при фиксирана стойност на отношението сигнал/шум. Загубите в отношение сигнал/шум при увеличаване на вероятността за поява на ХИС от 0 до 0.1, е около 4dB. При работа на откривателя с бинарен праг 16, вероятността на правилно откриване се запазва почти постоянна при увеличаване на вероятността за поява на смущения. Наличието на допълнителната прагова обработка с цензуриращия праг B_E , намалява влиянието на вероятността на поява на ХИС

върху работата на откривателя. Наличието на тази обработка и избора на бинарен праг $M=10$ позволява да бъде открит пакет импулси с вероятност 0.5 при наличие на сигнал с мощност около 4-9dB в условия на ХИС с мощност 30dB.

Промяната на средната мощност на смущението (отношението смущение/шум) от 10 на 30dB не оказва влияние върху вероятността на правилно откриване на EXC CFAR VI откривателя (фиг. 3.12). Наличието на цензуриращата обработка съществено подобрява работата на ПЧЛТ алгоритъма. Влиянието на мощността и вероятността на поява на ХИС над вероятността на правилно откриване е намалено до минимум. Допълнително подобрене на алгоритъма за откриване в този случай може да се получи посредством подходящ избор на бинарен праг. От направените изследвания се вижда, че при работа с бинарен праг $M=10$ отношението сигнал/шум, което е необходимо да се открие цел с дадена вероятност, е по-малко в сравнение с бинарен праг $M=16$. Печалбата при използване на бинарно правило 10/16 в сравнение с 16/16 при наличие на ХИС с вероятност за поява $e_0=0.01$ е около 6-7dB при $P_D=0.5$ (фиг. 3.12). При вероятност на правилно откриване 0.9 печалбата е около 12dB.



Фиг. 3.12 Вероятност на правилно откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор в условие на ХИС със средна мощност $r_j=10, 30\text{dB}$ и вероятност за поява 0.01.

В табл. 3.6 са дадени стойности на отношението сигнал/шум в dB на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател при вероятност на правилно откриване 0.5. Резултатите са получени в

условията на хаотично импулсни смущения с мощност 10 и 30dB и вероятност за поява 0, 0.001, 0,01, 0,033, 0,066 и 0,1. Откривателят поддържа вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} и е изследван за две решаващи правила на бинарния откривател M/L 10/16 и 16/16. Големината на обучаващия прозорец по разстояние е $N=16$, броя канали по азимут са $L=16$ и цензуриращ праг $B_E=2$.

Както беше показано по-горе, така и в табл. 3.6 се вижда, че изборът на подходящ бинарен праг M оказва съществено влияние върху работата на откривателя. За предпочитане е да се използва бинарен праг по-малък от общия брой канали на откривателя (в случая $M=10$).

M/L	r_j (dB)	e_0					
		0	0.001	0.01	0.033	0.066	0.1
10/16	10	5.32	5.33	5.41	5.78	6.38	7.074
	30	5.32	5.33	5.47	5.86	6.69	8.698
16/16	10	12.89	12.9	12.96	13.03	13.24	13.44
	30	12.89	12.89	12.93	13	13.1	13.24

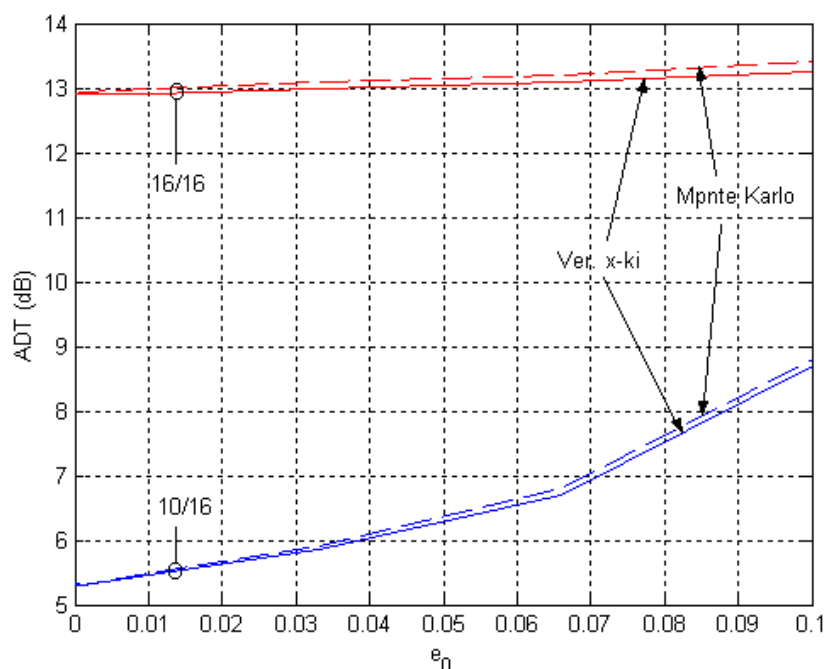
Табл. 3.6 Отношение сигнал/шум (SNR) на цензуриращ бинарен ПЧЛТ процесор, при $P_D=0.5$

3.2.2. Среден праг на откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател в условия на ХИС

Средният праг на откриване (ADT) на изследваният EXC CFAR BI откривател е получен посредством отношението сигнал/шум необходимо, за да получим вероятност на правилно откриване 0.5. Тази вероятност е получена посредством израза за вероятността на правилно откриване на изследвания откривател (3.12) и посредством Монте Карло симулация на моделирания EXC CFAR BI алгоритъма.

Средният праг на откриване във функция на вероятността за поява на ХИС е показана на фиг. 3.13, резултатите от моделирането са с пунктир, а тези от вероятностните характеристики - с непрекъсната линия. Получените резултати са оригинални и са публикувани в [4*].

Резултатите, получени от двата метода на изследване, са много близки, като разликата между тях е до 1dB. Това ни позволява да използваме метода на Монте Карло за получаване на средния праг на откриване в случаите на неизвестна аналитична зависимост за вероятността за правилно откриване на EXC CFAR BI откривателя, в условия на биномен ХИС.



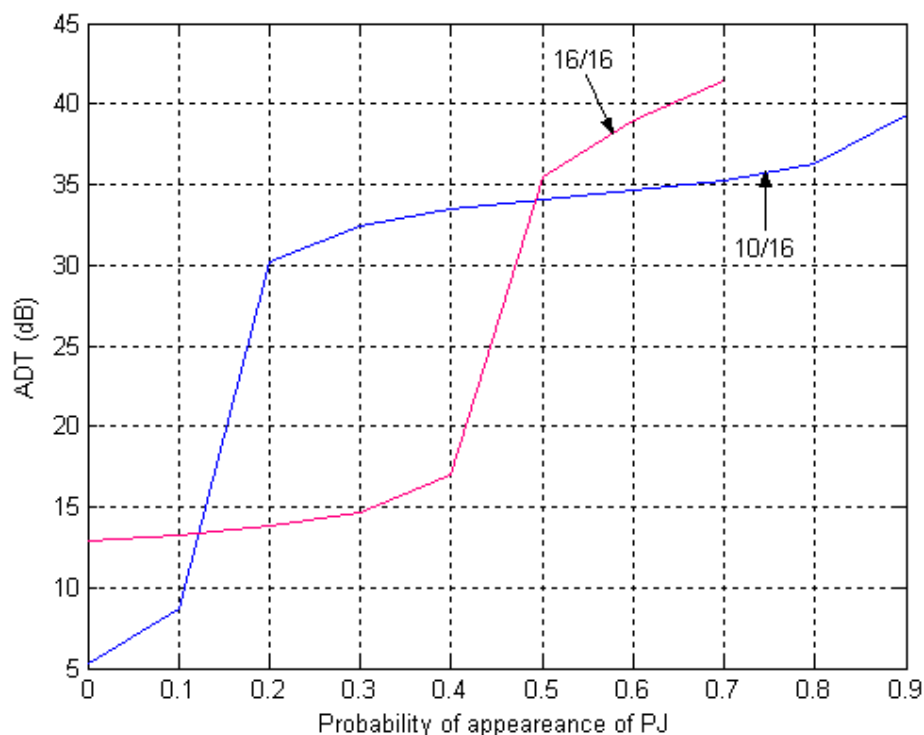
Фиг. 3.13 Среден праг на откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател, получен посредством вероятностните характеристики на откривателя и Монте Карло симулация.

($r_j=30\text{dB}$; $\lambda_0=1$; $P_{fa}=10^{-6}$; $B_E=2$; $N=16$; $L=16$; $M=10$ и 16)

На фиг. 3.14 е показано изменението на средния праг на откриване на EXC CFAR VI откривателя във функция на вероятността за поява на биномен поток на ХИС. Резултатите са получени посредством Монте Карло симулация на изследвания откривател, при следните входни параметри: праг на цензуриране $B_E=2$; обучаващ прозорец по разстояние $N=16$; брой канали по азимут $L=16$, бинарен праг $M=10$ и 16 ; вероятност на лъжлива тревога 10^{-6} ; средна мощност на шума на приемника $\lambda_0=1$; средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$.

От получените резултати се вижда, че подходящият избор на бинарен праг може да подобри работата на откривателя до 17-18dB. При вероятности за поява на ХИС до 0.15 и над 0.5 е за предпочитане да се използва бинарен праг $M=10$. За вероятности за поява на импулсни смущения от 0.15 до 0.5, по-нисък среден праг на откриване притежава откривателят с бинарен праг $M=16$. Влиянието на средния праг на откриване от средната мощност на смущението не е изследвано, защото както беше показано по горе (фиг. 3.12) мощността не оказва съществено влияние върху EXC CFAR VI откривателя. Наличието на допълнителната прагова обработка в случая (excision) подобрява работата на откривателя с около 4-5dB, в сравнение с CFAR VI. Това подобрението е най-вече в случаите на малки

вероятности за поява на ХИС. Цензурирането както беше споменато по-горе, се извършва само в обучаващия прозорец. Това води до получаване на ниска стойност за оценката на смущението. При високи вероятности за поява на ХИС, вероятността за поява на смущение в тестваните клетки също е висока и за да се запази вероятността на лъжлива тревога постоянна, средният праг на откриване скокообразно нараства.



Фиг. 3.14 Среден праг на откриване на цензуриращ бинарен ПЧЛТ откривател, получен посредством Монте Карло симулация.
($r_j=30\text{dB}$; $\lambda_0=1$; $P_{fa}=10^{-6}$; $B_E=2$; $N=16$; $M/L=10/16$ и $16/16$)

За подобряване на работата на ПЧЛТ откривателите в условия на хаотично импулсни смущения е за предпочитане да се използват алгоритми, цензуриращи както обучаващите клетки, така и тестваните клетки на откривателя. Такъв алгоритъм е разгледан по-надолу в дисертацията.

3.3. ПЧЛТ ПРОЦЕСОР С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ НА СИГНАЛА (CFAR PI Processor)

При откриване на радиолокационни цели с некохерентно натрупване на сигнала, за разлика от алгоритъма с бинарно натрупване, първо се извършва оценка на нивото на смущението в обучаващ двумерен прозорец (равен на дължината на прозореца на СА CFAR и широк колкото големината на пакета), на втория етап се оценява мощността на пакета приети сигнали, като се извършва некохерентно натрупване на отделните импулси

в тествания прозорец (non-coherent pulse integration), след което се извършва адаптивно откриване на сумарния сигнал, като се сравнява стойността му с предварително формиран адаптивен праг [75]. Блоквата схема на ПЧЛТ откривателя с некохерентно натрупване на сигнала е показана на фиг. 3.15.

Оценката на нивото на смущението в обучаващия прозорец на CFAR PI откривател се формира като сума от всички елементи на обучаващия прозорец:

$$V = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L x_{nl} \quad (3.14)$$

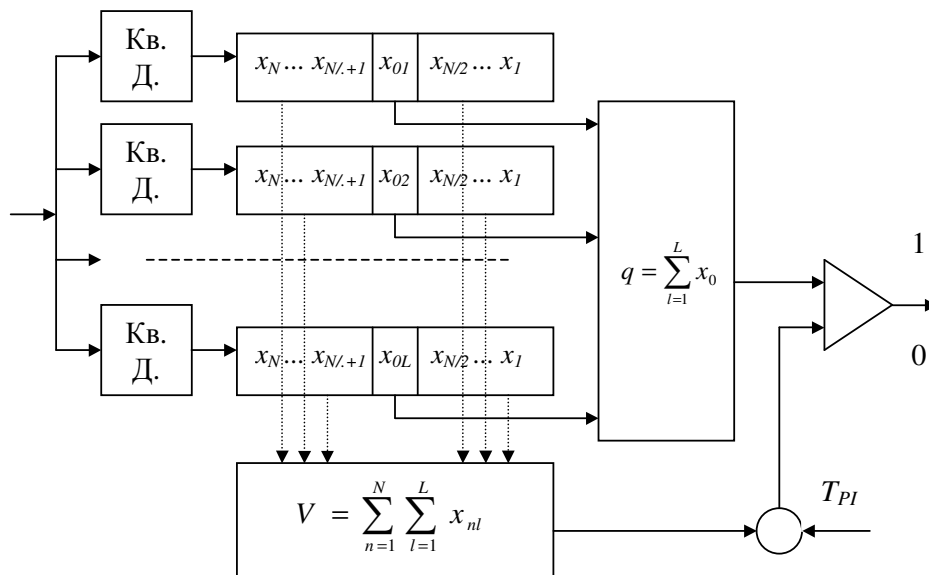
Оценката на нивото на сигнала, формиран от елементите на тестваната извадка на CFAR PI откривателя, се получава като:

$$q_o = \sum_{l=1}^L x_{0l} \quad (3.15)$$

Откриването на радиолокационна цел се извършва съгласно следния алгоритъм:

$$\begin{cases} H_1 : q_o \geq VT_{PI} \\ H_0 : q_o < VT_{PI} \end{cases} \quad (3.16)$$

където T_{PI} е скаларния фактор, който гарантира поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна. Хипотезата H_1 означава, че тестваната извадка е от целта, а H_0 е хипотезата, че извадката съдържа само вътрешен шум на приемника.



Фиг. 3.15 Блокова схема на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (CFAR PI).

3.3.1. Вероятностни характеристики на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (CFAR PI) в условията на Поасоново разпределени хаотично импулсни смущения

Вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на CFAR PI откривател в условия на Поасонов поток от ХИС са изведени аналитично в [38]. Вероятността на правилно откриване на целта се определя като

$$P_D = \int_0^{\infty} f_V(V) dV \int_{T_{PI}V}^{\infty} f_q(q_0 / H_1) dq_0 \quad (3.17)$$

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 тестваната извадка е от целта.

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

$$P_{FA} = \int_0^{\infty} f_V(V) dV \int_{T_{PI}V}^{\infty} f_q(q_0 / H_0) dq_0 \quad (3.18)$$

където $f_q(q_0 / H_0)$ е плътност на разпределение на сумарния сигнал при условие, че в тестваната извадка се съдържат само шума и смущението.

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

$$f_V(V) = L^{-1}[M_V(U)] \quad (3.19)$$

Моментно генериращата функция на оценката на мощността на смущението в обучаващата извадка е получена в [38].

$$M_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} \frac{C_{LN}^i e_0^i (1 - e_0)^{LN-i}}{(1 + \lambda_0 U)^{LN-i} (1 + \lambda_0^* U)^i} \quad (3.20)$$

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

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

$$f_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e_0^i (1 - e_0)^{LN-i} \cdot L^{-1} \left[\frac{1}{(1 + \lambda_0 U)^{LN-i} (1 + \lambda_0^* U)^i} \right] \quad (3.21)$$

Решавайки този израз в [38], е получена плътността на разпределение на оценката на мощността на смущението $f_V(V)$ като:

$$f_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} C_N^i e_0^i (1-e_0)^{N-i} [f_1(V) + f_2(V)] \quad (3.22)$$

където

$$f_1(V) = \sum_{k=0}^{LN-i-1} \frac{V^k \exp(-V/\lambda_0)}{k! (\lambda_0)^{k+1}} a_{k,i} \quad (3.23)$$

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

и

$$a_{k,i} = (-1)^i \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0^*} \right)^i \binom{LN-k-2}{i-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^* - \lambda_0} \right)^{LN-k-1} \quad (3.24)$$

$$b_{k,i} = (-1)^{LN-i} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0} \right)^{LN-i} \binom{LN-k-2}{LN-i-1} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0 - \lambda_0^*} \right)^{LN-k-1}$$

Плътноста на разпределение на сумарният 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 МГФ на сумарния сигнал, формиран от елементите на тестваната извадка.

$$f_q(q_0/H_1) = L^{-1} [M_{q_0}(U)] \quad (3.25)$$

Моментно генериращата функция на сумарният сигнал, формиран от елементите на тестваната извадка, е получена от Бехар в [38], посредством заместване на (2.18) в (1.16).

$$M_{q_0}(U) = \sum_{j=1}^L \frac{C_L^j e_0^j (1-e_0)^{L-j}}{(1+\lambda_s U)^{L-j} (1+\lambda_s^* U)^j} \quad (3.26)$$

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

Плътноста на разпределение на сумарният сигнал има вида:

$$f_q(q_0/H_1) = \sum_{j=1}^L C_L^j e_0^j (1-e_0)^{L-j} \cdot L^{-1} \left[\frac{1}{(1+\lambda_s U)^{L-j} (1+\lambda_s^* U)^j} \right] \quad (3.27)$$

Решавайки това уравнение, се получава:

$$f_q(q_0) = \sum_{j=1}^L C_L^j e_0^j (1-e_0)^{L-j} [f_1(q_0) + f_2(q_0)] \quad (3.28)$$

където

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

$$f_2(q_0) = \sum_{n=0}^{j-1} \frac{q_0^n \exp\left(\frac{-q_0}{\lambda_s^*}\right)}{n! (\lambda_s^*)^{n+1}} d_{n,j} \quad (3.29)$$

и

$$\begin{aligned} c_{n,j} &= (-1)^j \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s^*}\right)^j \binom{L-n-2}{j-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* - \lambda_s}\right)^{L-n-1} \\ d_{n,j} &= (-1)^{L-j} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s}\right)^{L-j} \binom{L-n-2}{L-j-1} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s - \lambda_s^*}\right)^{L-n-1} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Използвайки (3.17) за вероятността на правилно откриване на изследвания CFAR PI откривател се получава:

$$P_D = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e_0^i (1-e_0)^{LN-i} \sum_{j=1}^L C_L^j e_0^j (1-e_0)^{L-j} \int_0^\infty [f_1(V) + f_2(V)] dV \left[\int_{VT_{PI}}^\infty f_1(q_0) dq_0 + \int_{VT_{PI}}^\infty f_2(q_0) dq_0 \right] \quad (3.31)$$

Решавайки първия интеграл в [38], е получено:

$$P_D = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e_0^i (1-e_0)^{LN-i} \sum_{j=1}^L C_L^j e_0^j (1-e_0)^{L-j} \int_0^\infty [f_1(V) + f_2(V)] [I_1(V) + I_2(V)] dV \quad (3.32)$$

където

$$\begin{aligned} I_1(V) &= \sum_{n=0}^{L-j-1} c_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s}\right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s)}{l!} \\ I_2(V) &= \sum_{n=0}^{j-1} d_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s^*}\right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s^*)}{l!} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Вероятността на правилно откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (CFAR PI) има вида:

$$P_D = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e_0^i (1-e_0)^{LN-i} \sum_{j=1}^L C_L^j e_0^j (1-e_0)^{L-j} (F_1(i, j) + F_2(i, j) + F_3(i, j) + F_4(i, j)) \quad (3.34)$$

където

$$\begin{aligned} F_1(i, j) &= \sum_{n=0}^{L-j-1} c_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}}\right)^l \sum_{k=0}^{LN-i-1} \binom{k+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}}\right)^{k+1} a_{k,i} \\ F_2(i, j) &= \sum_{n=0}^{j-1} d_{n,j} \sum_{l=0}^n \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}}\right)^l \sum_{k=0}^{LN-i-1} \binom{k+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}}\right)^{k+1} a_{k,i} \end{aligned} \quad (3.35)$$

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

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

Вероятността на лъжлива тревога на CFAR PI откривател се получава от (3.34) при полагане на отношението сигнал/шум равно на нула $s=0$.

Скаларният фактор T_{PI} на откривателя, поддържащ вероятността на лъжлива тревога постоянна се получава от (3.35), при полагане на отношението сигнал/шум равно на нула. Стойности на скаларния фактор при големина на обучаващия прозорец по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$, вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, вероятност за поява на ХИС от 0 до 0.1 и средна мощност на отношението смущение/шум $r_f=30$ dB, са дадени в табл. 3.7.

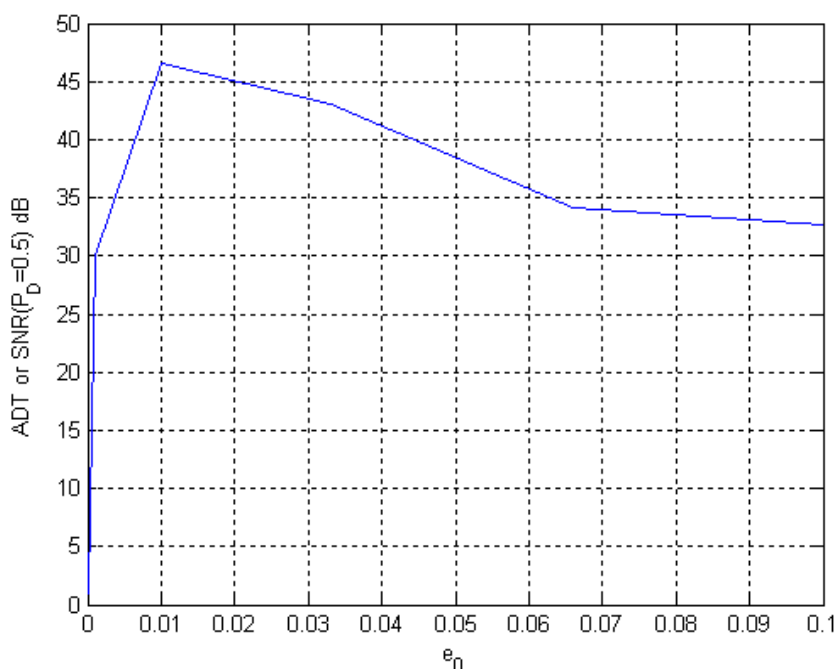
e_0	0	0.001	0.01	0.033	0.066	0.1
T_{PI}	0.14	58	57	8	0.7	0.4

Табл. 3.7 Скаларен фактор на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване(CFAR PI)

Наличието на импулсни смущения, дори и с много малка вероятност за поява, драстично променят скаларния фактор T_{PI} на CFAR PI откривателя. По-високият скаларен фактор води до увеличаване на прага на откривателя. Това от своя страна увеличава загубите на откривателя в отношение сигнал/шум спрямо случая без смущения.

3.3.2. Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (CFAR BI)

Влиянието на вероятността за поява на ХИС над ПЧЛТ откривателя с некохерентно натрупване на сигнала най-добре се изобразява посредством промяната на средния праг на откриване (фиг.3.16). Резултатите са получени при наличие на Поасонов поток от импулсни смущения с вероятност за поява от 0 до 0.1 и средна мощност 30 dB. Параметрите на изследвания ПЧЛТ откривател са: големина на обучаващия прозорец по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$.



Фиг. 3.16 Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала, получен посредством Монте Карло симулация.

$$(r_j=30\text{dB}; \lambda_0=1; P_{fa}=10^{-6}; N=16; L=16)$$

Средният праг на откриване е получен посредством Монте Карло симулация на изследвания откривател. Прагът съответства на отношението сигнал/шум, необходимо за откриването на сигнала с вероятност 0.5.

При малка вероятност за поява на импулсни смущения често се случва ситуация, в която обучаващият прозорец не съдържа смущения, а тестваните клетки съдържат. В този случай, за да се поддържа вероятността на лъжлива тревога постоянна, се налага скаларния фактор да има високи стойности, което се вижда и от табл.3.6. Наличието на висок скаларен фактор води до висок среден праг на откриване в CFAR PI откривателя. Увеличаването на вероятността за поява на ХИС увеличава вероятността за поява на смущения както в тествания прозорец, така и в обучаващия прозорец. Това равно поставя оценките, получени в двата прозореца, и оттам скаларният фактор намалява, като се стреми към една постоянна стойност. При наличие на ХИС с мощност 30dB, средната стойност на средният праг на откриване е около 33dB, като при малки стойности на вероятността за поява на ХИС, средният праг на откриване достига до около 45dB.

3.3.3. Вероятностни характеристики на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (CFAR PI) в условия на биомно разпределени хаотично импулсни смущения

Вероятността на правилно откриване и лъжлива тревога на ПЧЛТ откривателя с некохерентно натрупване на сигнала в условия на биомен поток от ХИС са изведени в дисертацията. Подробно описание на извеждането е приложено в Приложение 1 на дисертацията. Резултатите са оригинални и са публикувани в [9*].

Вероятността на правилно откриване е получава по аналогичен начин както в случая с Поасонов поток на ХИС (3.19). Плътностната функция на нивото на смущението $f_V(V)$ е изведена, посредством обратно Лапласово преобразуване на МГФ на изследвания откривател, в условия на биомен поток от ХИС (3.17). От друга страна, моментно генериращата функция на оценката на нивото на смущението в обучаващата извадка се получава от (1.15) използвайки (2.11).

$$M_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e^{2i} \sum_{j=0}^{LN-i} C_{LN-i}^j [2e(1-e)]^j (1-e)^{2(LN-i-j)} \frac{1}{(1+\lambda_0^* U)^j (1+\lambda_0^{2*} U)^i (1+\lambda_0 U)^{LN-i-j}} \quad (3.36)$$

където $\lambda_0^* = \lambda_0(1+r_j)$ и $\lambda_0^{2*} = \lambda_0(1+2r_j)$.

Плътностната функция на нивото на смущението $f_V(V)$ има вида:

$$f_V(V) = A[f_1(V) + f_2(V) + f_3(V)] \quad (3.37)$$

където

$$\begin{aligned} A &= \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e^{2i} \sum_{j=0}^{LN-i} C_{LN-i}^j [2e(1-e)]^j (1-e)^{2(LN-i-j)} \\ f_1(V) &= \sum_{a=0}^{j-1} \frac{V^a \exp(-V/\lambda_0)}{a! (\lambda_0^*)^{a+1}} Q_1 \\ f_2(V) &= \sum_{a=0}^{i-1} \frac{V^a \exp(-V/\lambda_0^{2*})}{a! (\lambda_0^{2*})^{a+1}} Q_2 \\ f_3(V) &= \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} \frac{V^a \exp(-V/\lambda_0)}{a! (\lambda_0)^{a+1}} Q_3 \end{aligned} \quad (3.38)$$

и

$$Q_1 = (-1)^{LN-j} \sum_{b=0}^{j-1-a} \binom{i-1+b}{b} \binom{LN-i-a-b-2}{LN-i-j-1} \left(\frac{\lambda_0^{2*}}{\lambda_0^{2*} - \lambda_0^*} \right)^{i+b} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0 - \lambda_0^*} \right)^{LN-i-a-b-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^{2*}} \right)^i \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0} \right)^{LN-i-j}$$

$$Q_2 = (-1)^{LN-i} \sum_{b=0}^{i-1-a} \binom{i-1+b}{b} \binom{LN-j-a-b-2}{LN-i-j-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^* - \lambda_0^{2*}} \right)^{j+b} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0 - \lambda_0^{2*}} \right)^{LN-j-a-b-1} \left(\frac{\lambda_0^{2*}}{\lambda_0^*} \right)^j \left(\frac{\lambda_0^{2*}}{\lambda_0} \right)^{LN-i-j} \quad (3.39)$$

$$Q_3 = (-1)^{i+j} \sum_{b=0}^{LN-i-j-1-a} \binom{j-1+b}{b} \binom{LN-j-a-b-2}{i-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^* - \lambda_0} \right)^{j+b} \left(\frac{\lambda_0^{2*}}{\lambda_0^{2*} - \lambda_0} \right)^{LN-j-a-b-1} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0^{2*}} \right)^i \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0^*} \right)^j$$

Моментно генериращата функция на оценката на тествания прозорец има вида:

$$M_{q_0}(U) = \sum_{n=1}^L C_L^n e^{2n} \sum_{m=0}^{L-n} C_{L-n}^m [2e(1-e)]^m (1-e)^{2(L-n-m)} \frac{1}{(1 + \lambda_s^* U)^m (1 + \lambda_s^{2*} U)^n (1 + \lambda_s U)^{L-n-m}} \quad (3.40)$$

$$\text{където } \lambda_s = \lambda_0(1+s) \quad \lambda_s^* = \lambda_0(1+s+r_j) \quad \lambda_s^{2*} = \lambda_0(1+s+2r_j).$$

Плътносната функция на нивото на шума $f_q(q_0/H_1)$ е получена посредством обратно Лапласово преобразуване на моментно генериращата функция на оценката на тествания прозорец (3.40).

$$f_q(q_0/H_1) = B \cdot [f_1(q_0) + f_2(q_0) + f_3(q_0)] \quad (3.41)$$

където

$$B = \sum_{n=1}^L C_L^n e^{2n} \sum_{m=0}^{L-n} C_{L-n}^m [2e(1-e)]^m (1-e)^{2(L-n-m)}$$

$$f_1(q_0) = \sum_{c=0}^{m-1} \frac{q_0^c \exp(-q_0/\lambda_s^*)}{c! (\lambda_s^*)^{c+1}} Q_1^s$$

$$f_2(q_0) = \sum_{c=0}^{n-1} \frac{q_0^c \exp(-q_0/\lambda_s^{2*})}{c! (\lambda_s^{2*})^{c+1}} Q_2^s$$

$$f_3(q_0) = \sum_{c=0}^{L-n-m-1} \frac{q_0^c \exp(-q_0/\lambda_s)}{c! (\lambda_s)^{c+1}} Q_3^s \quad (3.42)$$

и

$$Q_1^s = (-1)^{L-m} \sum_{d=0}^{m-1-c} \binom{n-1+d}{d} \binom{L-n-c-d-2}{L-n-m-1} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} - \lambda_s^*} \right)^{n+d} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s - \lambda_s^*} \right)^{L-n-c-d-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^{2*}} \right)^n \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s} \right)^{L-n-m}$$

$$Q_2^s = (-1)^{L-n} \sum_{d=0}^{n-1-c} \binom{m-1+d}{d} \binom{L-m-c-d-2}{L-n-m-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^{2*} - \lambda_s^*} \right)^{m+d} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s - \lambda_s^{2*}} \right)^{L-m-c-d-1} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^*} \right)^m \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s} \right)^{L-n-m}$$

$$Q_3^s = (-1)^{n+m} \sum_{d=0}^{L-n-m-1-c} \binom{m-1+d}{d} \binom{L-m-c-d-2}{n-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^{2*} - \lambda_s} \right)^{m+d} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} - \lambda_s} \right)^{L-m-c-d-1} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s^{2*}} \right)^n \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s^*} \right)^m \quad (3.43)$$

Вероятността на правилно откриване е получена от (3.19) и има вида:

$$P_D = A.B \int_0^{\infty} [f_1(V) + f_2(V) + f_3(V)] dV \left[\int_{VT_{PI}}^{\infty} f_1(q_0) dq_0 + \int_{VT_{PI}}^{\infty} f_2(q_0) dq_0 + \int_{VT_{PI}}^{\infty} f_2(q_0) dq_0 \right] \quad (3.44)$$

Решавайки вторият интеграл, се получават три израза имащи вида:

$$\begin{aligned} I_1(V) &= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s^*} \right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s^*)}{l!} \\ I_2(V) &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s^{2*}} \right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s^{2*})}{l!} \\ I_3(V) &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s} \right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s)}{l!} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Вероятността на правилно откриване добива вида:

$$\begin{aligned} P_D &= A.B \int_0^{\infty} [f_1(V) + f_2(V) + f_3(V)] [I_1(V) + I_2(V) + I_3(V)] dV \\ P_D &= A.B (F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_9) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Решавайки (3.46) се получава крайния вид на вероятността на правилно откриване на ПЧЛТ откривателя с некохерентно сумиране на сигнали в условия на биномен поток на ХИС.

$$\begin{aligned} F_1 &= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{j-1} Q_1 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{a+1} \\ F_2 &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{j-1} Q_1 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{a+1} \\ F_3 &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{j-1} Q_1 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{a+1} \\ F_4 &= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^{2*} T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{j-1} Q_2 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^{a+1} \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned}
F_5 &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^{2*} T_{PI}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{i-1} Q_2 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_6 &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^{2*} T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{i-1} Q_2 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_7 &= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} Q_3 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_8 &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0 T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} Q_3 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0 T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_9 &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} Q_3 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}} \right)^{a+1}
\end{aligned}$$

Вероятността на лъжлива тревога на изследваният ПЧЛТ откривател се получава от (3.46) след заместване на отношението сигнал/шум с нула.

Скаларният фактор T_{PI} на откривателя, поддържащ вероятността на лъжлива тревога постоянна, се получава от (3.46), при полагане на отношението сигнал/шум равно на нула. Няколко стойности на скаларния фактор са дадени в табл. 3.8. Те са получени при следните параметри на откривателя и смущението: големина на обучаващия прозорец по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$, вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$, вероятност за поява на ХИС от 0.1 до 1 и средна мощност на отношението смущение/шум $r_f=30$ dB.

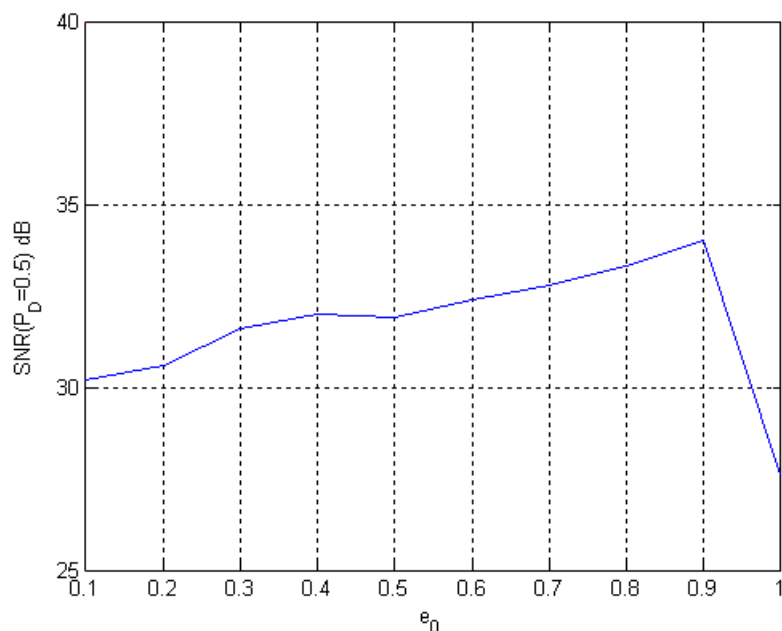
e_0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
T_{PI}	0.2	0.14	0.14	0.13	0.11	0.11	0.11	0.11	0.12	0.018

Табл. 3.8 Скаларен фактор на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване (CFAR PI) в условия на биномен поток на ХИС.

3.3.4. Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (CFAR BI) в условия на биномен поток на ХИС

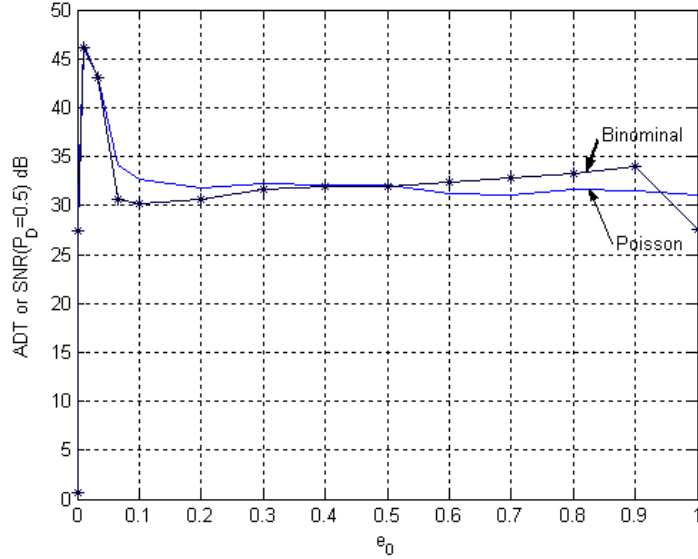
Средният праг на откриване на CFAR PI откривателя в условия на биномен поток от хаотично импулси смущения се запазва сравнително постоянен при промяната на вероятността за поява на ХИС. Увеличавайки тази вероятност от 0.1 до 0.9 се увеличава средния праг на откриване до 4dB. При $e_0=1$ или при пълно запълване на клетките на разрешение на радара с ХИС, средният праг на откриване придобива стойност както в

случая без ХИС. Това е така, защото смущенията вдигат нивото на шума и добиват вида на фонов шум. Средният праг на откриване на изследвания откривател (фиг.3.17) е получен посредством моделиране и Монте Карло симулация в средата на MATLAB. Той е получен при следните входни параметри: ХИС с вероятност за поява от 0.1 до 1 и средна мощност 30 dB. Параметрите на изследвания ПЧЛТ откривател са: големина на обучаващия прозорец по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$.



Фиг. 3.17 Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала, получен посредством Монте Карло симулация.
($r_j=30\text{dB}$; $\lambda_0=1$; $P_{fa}=10^{-6}$; $N=16$; $L=16$)

Средният праг на откриване на CFAR PI откривателя при предположение, че потокът на смущенията е Пуасонов или биномен за целия диапазон за поява на ХИС от 0 до 1, е показан на фиг.3.18. Тенденцията на изменение на средния праг на откриване и за двете разпределения е много близка. Средният праг поддържа почти постоянна стойност в целия диапазон за поява на ХИС, само в случая на малки вероятности за поява на смущения до около 0.065, средният праг е много голям.



Фиг. 3.18 Среден праг на откриване на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала, получен посредством Монте Карло симулация, при условие, че в целия диапазон за поява на ХИС имаме Поасонов или биномен поток.
 $(r_j=30\text{dB}; \lambda_0=1; P_{fa}=10^{-6}; N=16; L=16)$

3.4. ПЧЛТ ПРОЦЕСОР С НЕКОХЕРЕНТНО НАТРУПВАНЕ НА СИГНАЛА И АДАПТИВНО ЦЕНЗУРИРАНЕ НА ХИС В ДВАТА ПРОЗОРЕЦА (API CFAR)

Наличието на хаотично импулсни смущения както в обучаващия прозорец, така и в тествания прозорец 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 (excision) се подобрява работата на откривателите. В [77] Himonas и Barkat предлагат CFAR PI откривателят да използва процедура за премахване (цензуриране) на клетките, съдържащи смущения при формирането на оценката на смущението. В [37, 38] Кабакчиев и Бехар предлагат същата цензурираща процедура да се приложи и за тествания прозорец (фиг. 3.19). 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.

$$x_1^{(i)} \leq x_2^{(i)} \leq \dots \leq x_i^{(i)} \leq \dots \leq x_{NL}^{(i)} \text{ и } x_{01}^{(i)} \leq x_{02}^{(i)} \leq \dots \leq x_{0i}^{(i)} \leq \dots \leq x_{0L}^{(i)} \quad (3.48)$$

Горния 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 [77]:

$$x_{i+1}^{(1)} \geq s_i^x T_i^x, \quad i=1, \dots, NL-1 \quad \text{и} \quad x_{0j+1}^{(1)} \geq s_j^{x0} T_j^{x0}, \quad j=1, \dots, L-1 \quad (3.49)$$

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}):

$$P_{fa}^{cen} = \binom{NL}{i} \frac{1}{[1 + T_i^x (NL - i)]^i} \quad \text{и} \quad P_{fa}^{cen} = \binom{L}{j} \frac{1}{[1 + T_j^{x0} (L - j)]^j} \quad (3.50)$$

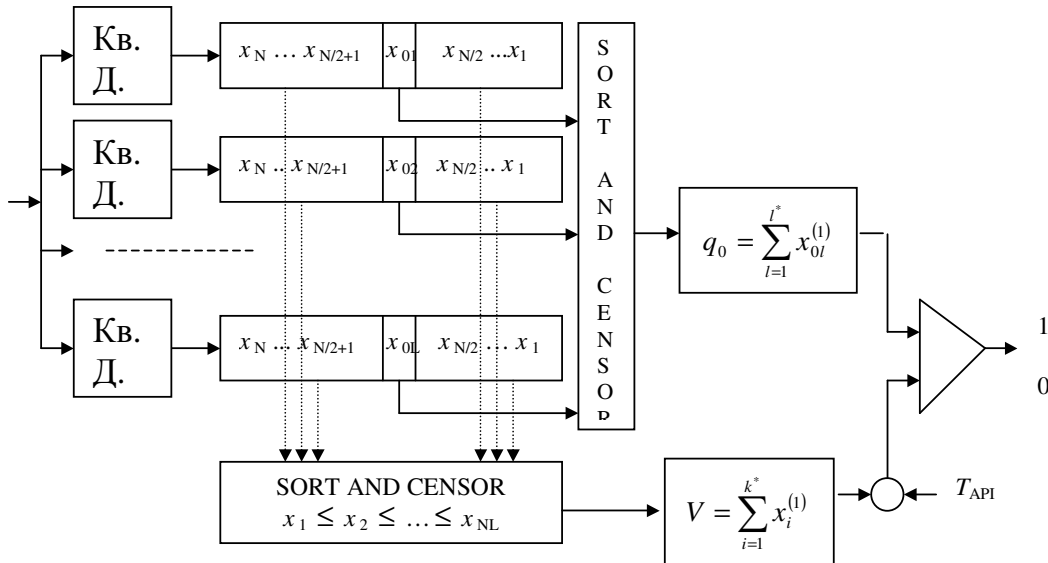
Рекурсивната процедура се спира, когато се изпълни условието (3.49). По този начин обучаващият и тестваният прозорци са разделени на две части:

$$\bar{X}^{(1)} = (x_1^{(1)}, \dots, x_{k^*}^{(1)}) \cup (x_{k^*+1}^{(1)}, \dots, x_{NL}^{(1)}) \quad \text{и} \quad \bar{X}_0^{(1)} = (x_{01}^{(1)}, \dots, x_{0l^*}^{(1)}) \cup (x_{0l^*+1}^{(1)}, \dots, x_{0L}^{(1)}) \quad (3.51)$$

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 .

$$V = \sum_{n=1}^{k^*} x_n^{(1)} \quad \text{и} \quad q_0 = \sum_{l=1}^{l^*} x_{0l}^{(1)} \quad (3.52)$$

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



Фиг. 3.19 Адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (API CFAR)

Откриването на радиолокационната цел се извършва съгласно следния алгоритъм:

$$\begin{cases} H_1 : q_o \geq VT_{API} \\ H_o : q_o < VT_{API} \end{cases} \quad (3.53)$$

където T_{API} е скаларният фактор, който гарантира поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна. Хипотезата H_1 означава, че тестваната извадка е радиолокационна цел, а H_o е хипотезата, че не е открит полезен сигнал.

3.4.1. Изследване на цензуриращия алгоритъм

Цензурирането (премахването) на импулсните смущения от обучаващия и тествания прозорци е от съществено значение за добрата работа на изследвания API CFAR откривател. Основно влияние върху работата на цензуриращия алгоритъм оказват следните няколко фактора:

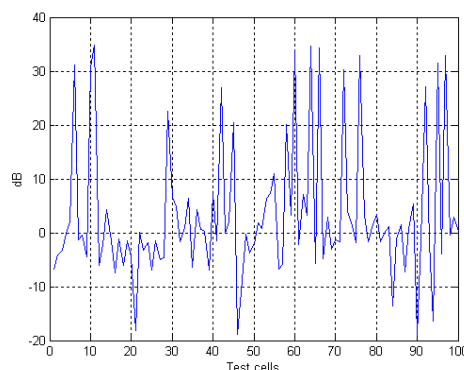
1. Вероятност на лъжливо цензуриране. Тя се задава и от нея зависи бързото адаптиране на алгоритъма към средата, в която той работи.
2. Средна мощност на хаотично импулсните смущения. По-мощните смущения ще доведат до по-голяма границата между елементите, съдържащи ХИС, и тези без ХИС (фиг.3.20). Колкото тази граница е по-голяма, толкова по-добре работи цензуриращият алгоритъм.
3. Вероятността за поява на импулсните смущения. Колкото по-голяма е тази вероятност, толкова повече клетки ще са запълнени с ХИС и по-малко ще е времето, за което алгоритъмът ще трябва да се адаптира. Това от своя страна ще доведе до по-малка вероятност на правилно цензуриране на смущенията. За по-доброто цензуриране е необходимо по-дълго време за настройка на алгоритъма. Това може да се постигне с увеличаване на големината на изследваните извадки.

Изследването на тези няколко фактора, влияещи върху качествената работа на цензуриращият алгоритъм, е извършено посредством моделиране и Монте Карло симулация на този алгоритъм в средата на MATLAB.

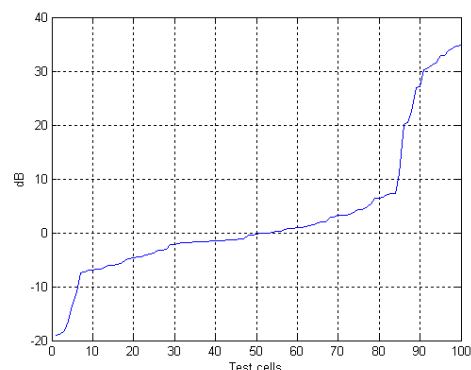
В зависимост от мястото на спиране на цензуриращата процедура са получени вероятностите на:

1. Вероятност на правилно цензуриране. Това е вероятността алгоритъмът да спре точно на границата между шума на приемника и импулсните смущения – $P[k^* = k]$.
2. Вероятност алгоритъмът да спре преди клетките запълнени с ХИС - $P[k^* < k]$.
3. Вероятност алгоритъмът да пропусне няколко или всички импулсни смущения $P[k^* > k]$.

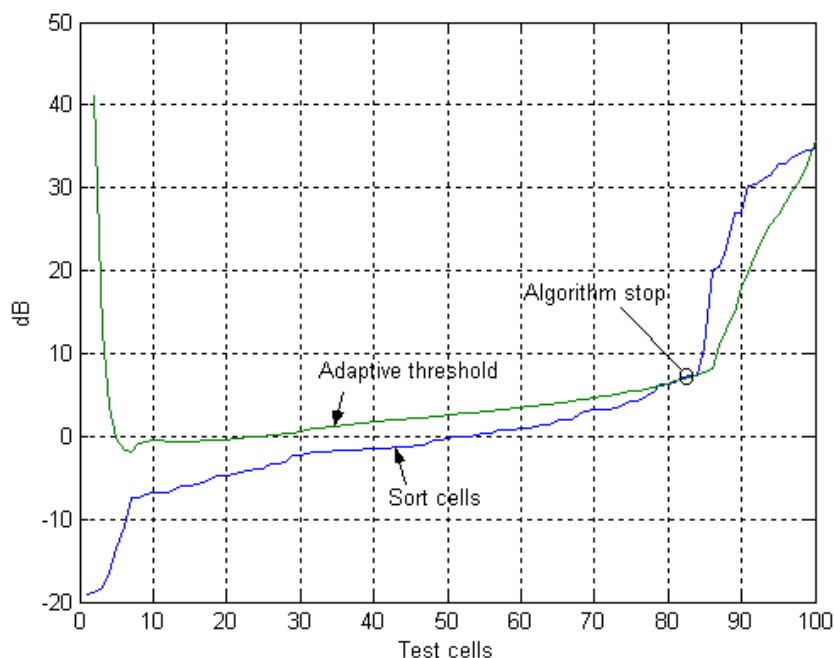
Подробни резултатите от това изследване са дадени в таблици 4.1, 4.2 и 4.3 в Приложение 2 на дисертацията.



а) тествана извадка



б) сортирана тествана извадка



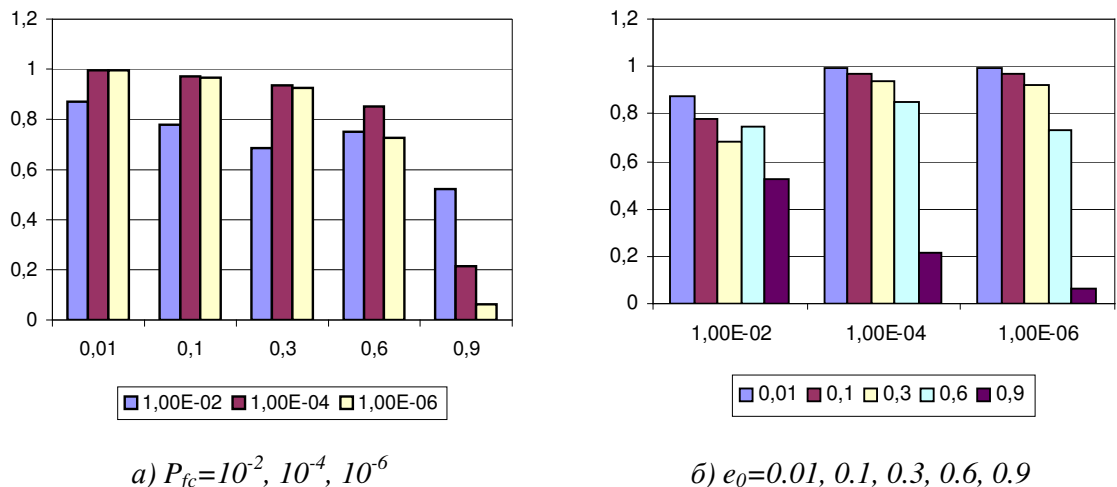
с) адаптация на цензуриращата процедура

Фиг. 3.20 Визуализация на цензуриращата обработка

$$(r_j=30\text{dB}, e_0=0.2, \lambda_0=1)$$

Вероятността на правилно цензуриране във функция на вероятността на лъжливо цензуриране и във функция на честотата на поява на хаотично импулсни смущения е показана на фиг.3.21 (Табл. 4.1 – от Приложение 2). Резултатите са получени при следните входни параметри: средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$; вероятности за поява на ХИС $e_0=0.01, 0.1, 0.3, 0.6, 0.9$; големина на изследваната извадка $L=16$; вероятност на лъжливо цензуриране $P_{fc}=10^{-2}, 10^{-4}, 10^{-6}$.

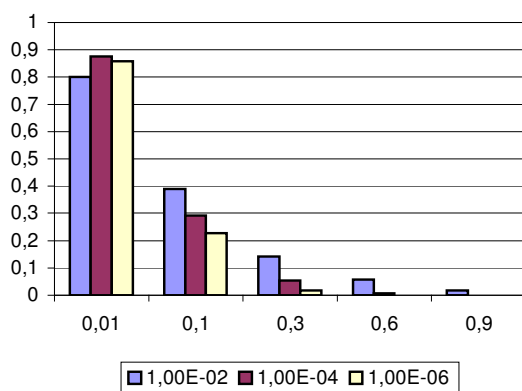
Увеличаването на вероятността на поява на ХИС намалява вероятността на правилно цензуриране, независимо от зададената вероятност на лъжливо цензуриране (фиг.3.21). При наличие на Поасонов поток от хаотично импулсни смущения ($e_0=0$ до 0.1), по-ниската вероятност на лъжливо цензуриране ($P_{fc}=10^{-6}$) увеличава вероятността на правилно цензуриране на алгоритъма. При биномен поток от хаотично импулсни смущения ($e_0>0.1$), по-висока вероятност на правилно цензуриране се получава за по-високи вероятности на лъжливо цензуриране ($P_{fc}=10^{-4}$).



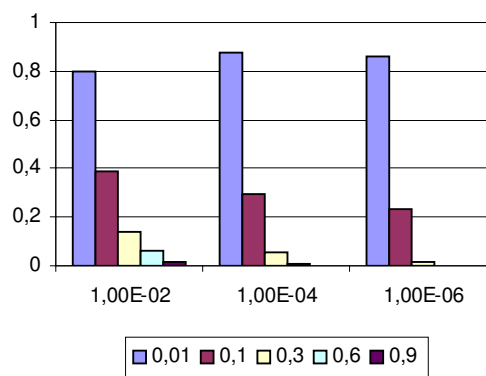
Фиг.3.21 Вероятност на правилно цензуриране във функция на вероятността за поява на ХИС и вероятността на лъжливо цензуриране.

Резултатите от фиг.3.21 са получени за ситуация на ХИС и шум от приемника. Наличието на полезен сигнал в тестваната извадка допълнително затруднява работата на цензуриращия алгоритъм. Колкото отношението сигнал/шум е по-голямо, толкова по-малка остава границата между сигнала и импулсните смущения. Вероятността на правилно откриване на цензуриращия откривател при същите условия както до сега, но при наличието на сигнал със средна мощност на отношението сигнал/шум $s=20\text{dB}$, е показана на фиг.3.22 (Табл. 4.2 – от Приложение 2). Вероятността за правилно цензуриране е сравнително висока само при наличие на ХИС с малка интензивност и малка вероятност за лъжливо цензуриране. При високи вероятности за поява на смущения, цензуриращият алгоритъм почти не е ефективен. Намаляването на този проблем може да се постигне с увеличаване на тестваната извадка.

Като цяло този проблем не нарушава работата на изследвания API CFAR откривател. Това е така, защото в откривателя е по-важно да се цензурират смущенията в тествания прозорец при липса на сигнал, или това ще гарантира поддържането на вероятността на лъжлива тревога на откривателя при малък праг на откриване.



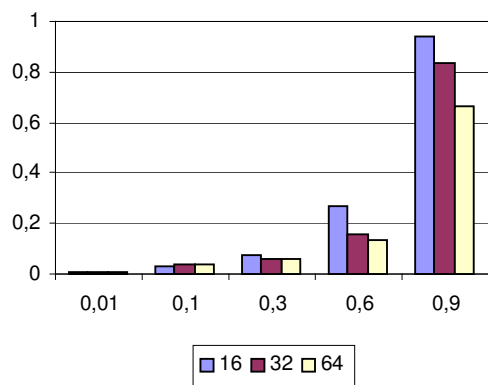
а) $P_{fc}=10^{-2}, 10^{-4}, 10^{-6}$



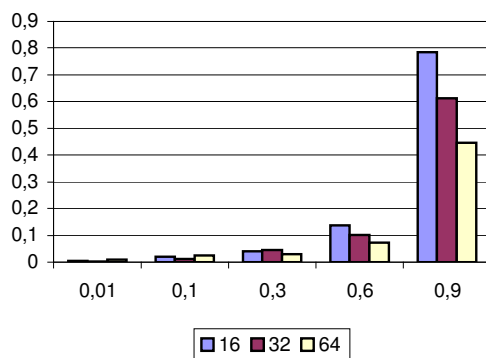
б) $e_0=0.01, 0.1, 0.3, 0.6, 0.9$

Фиг.3.22 Вероятност на правилно цензуриране във функция на вероятността за поява на ХИС и вероятността на лъжливо цензуриране, при наличие на полезен сигнал $s=20\text{dB}$.

Изследваният адаптивен ПЧЛТ откривател работи добре както в случая, когато цензуриращият алгоритъм е спрял точно на границата преди смущенията, така и в случаите, когато алгоритъмът спира преди тази граница. Проблем в откривателя съществува, когато цензуриращият алгоритъм пропусне импулсни смущения. Това предизвиква интерес да се изследва вероятността цензуриращият алгоритъм да спре след влизането в зоната с ХИС. Изменението на тази вероятност в зависимост от честотата на поява на ХИС, големината на тестваната извадка и вероятността за лъжливо цензуриране, е показано на фиг.3.23 (Табл.4.3 – от Приложение 2).



$P_{fc}=10^{-6}$



$P_{fc}=10^{-4}$

Фиг.3.23 Вероятност цензуриращият алгоритъм да пропусне няколко или всички импулсни смущения.

От фиг.3.23 се вижда, че вероятността да се пропуснат смущения е по-голяма, колкото по-голяма е вероятността за наличие на ХИС. От друга страна, тази вероятност намалява с

увеличаване на големината на тестваната извадка $L=64$. Това означава, че ще се увеличи вероятността за спиране на цензуриращия алгоритъм преди или на границата между смущенията и шума. Увеличаването на тестваната извадка подобрява работата на API CFAR откривател.

Вероятността да бъдат пропуснати импулсни смущения намалява, и с увеличаване на вероятността на лъжливо цензуриране (Фиг.3.23).

От фиг.3.23 се вижда, че вероятността да се пропуснат смущения е по-голяма, колкото по-голяма е вероятността за наличие на ХИС. От друга страна, тази вероятност намалява с увеличаване на големината на тестваната извадка $L=64$. Това означава, че ще се увеличи вероятността за спиране на цензуриращия алгоритъм преди или на границата между смущенията и шума. Увеличаването на тестваната извадка подобрява работата на API CFAR откривател.

Вероятността да бъдат пропуснати импулсни смущения намалява, и с увеличаване на вероятността на лъжливо цензуриране (Фиг.3.23).

3.4.2. Вероятностни характеристики на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнали в условия на хаотично импулсни смущения

Вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на изследвания API CFAR откривател, за случая на Поасонов модел на ХИС, са изведени аналитично в [38]. 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 на откриване P_D зависи от броя на сумираните елементи (k^*, l^*) в цензурираните $\vec{X}^{(l)} = (x_1^{(l)}, \dots, x_{k^*}^{(l)})$ и $\vec{X}_0^{(l)} = (x_{01}^{(l)}, \dots, x_{0l^*}^{(l)})$, и се определя от израза

$$P_D(s, k^*, l^*) = \sum_{i=0}^{l^*-1} \binom{k^* + i - 1}{i} \frac{T_{API}^i (1+s)^{k^*}}{(T_{API} + s + 1)^{k^* + i}} \quad (3.54)$$

при условие, че в цензурираните извадки няма ХИС.

Броя на елементите, несъдържащи ХИС в тестваният и обучаващият 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:

$$p_l = \binom{L}{l} (1 - e_0)^l e_0^{L-l} \quad (3.55)$$

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

$$p_k = \binom{N}{k} (1 - e_0)^k e_0^{N-k} \quad (3.56)$$

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

$$\begin{cases} 1. & k^* < k \\ 2. & k^* = k \\ 3. & k^* > k \end{cases} \quad \begin{cases} 1. & l^* < l \\ 2. & l^* = l \\ 3. & l^* > l \end{cases} \quad (3.57)$$

Като всяка възможност се характеризира със своята вероятност за поява – съответно:

$$\begin{cases} 1. & P[k^* < k] \\ 2. & P[k^* = k] \\ 3. & P[k^* > k] \end{cases} \quad \begin{cases} 1. & P[l^* < l] \\ 2. & P[l^* = l] \\ 3. & P[l^* > l] \end{cases} \quad (3.58)$$

За да се използва зависимостта (3.54), 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 .

$$P(s, k, l^*) = P[k^* < k] P_D(s, k^*, l^*) + P[k^* = k] P_D(s, k^*, l^*) + P[k^* > k] P_D(s, k^*, l^*) \quad (3.59)$$

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

$$P_D(s, k, l^*) \cong P_D(s, k^*, l^*) \quad (3.60)$$

След осредняване по l^* се получава:

$$P_D(s, k, l) = P[l^* < l] P_D(s, k, l^*) + P[l^* = l] P_D(s, k, l^*) + P[l^* > l] P_D(s, k, l^*) \quad (3.61)$$

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

$$P_D(s, k, l) \cong P_D(s, k, l^*) \quad (3.62)$$

След осредняване по всички k се получава:

$$P(s, l) = \sum_{k=0}^{NL} p_k P_D(s, k, l) \quad (3.63)$$

а след осредняване по всички l

$$P_D(s) = \sum_{k=0}^{NL} p_k \cdot \sum_{l=0}^L p_l \cdot P_D(s, k, l) \quad (3.64)$$

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 случаи 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:

$$P_D(s, 0, l, r_j) = \sum_{i=0}^{l-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+s}{1+r_j} \right)^{N+i}} \quad (3.65)$$

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:

$$P_D(s, k, 0, r_j) = \sum_{i=0}^{L-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i (1+r_j+s)^k}{(T_{API} + 1+r_j+s)^{k+i}} \quad (3.66)$$

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

$$P_D(s, 0, 0, r_j) = \sum_{i=0}^{L-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^{N+i}} \quad (3.67)$$

Вземайки в предвид горните разсъждения, се получава:

$$P_D(s, r_j) = \sum_{k=1}^N p_k \sum_{l=1}^L p_l \sum_{i=0}^{l-1} P_D(s, k, l) + \sum_{k=1}^N p_k p_{l=0} P_D(s, k, 0, r_j) + \sum_{l=1}^L p_l p_{k=0} P_D(s, 0, l, r_j) + p_{k=0} p_{l=0} P_D(s, 0, 0, r_j) \quad (3.68)$$

А след заместване в [38] е получено:

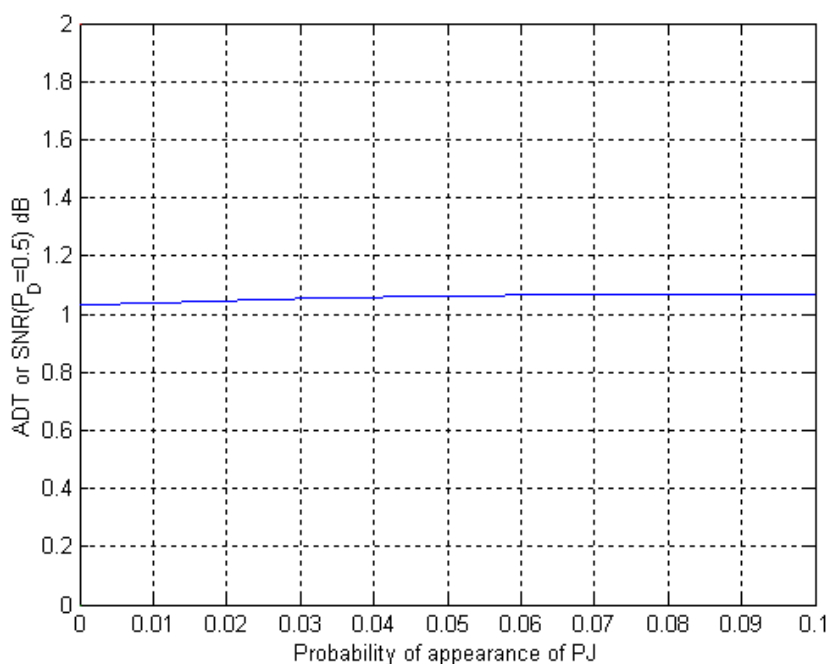
$$\begin{aligned}
P_D(s, r_j, e_0) = & \sum_{k=1}^N \binom{N}{k} (1-e_0)^k e_0^{N-k} \sum_{l=1}^L \binom{L}{l} (1-e_0)^l e_0^{L-l} \sum_{i=0}^{l-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i (1+s)^k}{(T_{API} + 1+s)^{k+i}} + \\
& \sum_{k=1}^N \binom{N}{k} (1-e_0)^k e_0^{N-k} e_0^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{k+i-1}{i} \frac{T_{API}^i (1+r_j+s)^k}{(T_{API} + 1+r_j+s)^{k+i}} + \\
& \sum_{l=1}^L \binom{L}{l} (1-e_0)^l e_0^{L-l} e_0^N \sum_{i=0}^{l-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+s}{1+r_j} \right)^{N+i}} + \\
& e_0^N e_0^L \sum_{i=0}^{L-1} \binom{N+i-1}{i} \frac{T_{API}^i \left(\frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^N}{\left(T_{API} + \frac{1+r_j+s}{1+r_j} \right)^{N+i}};
\end{aligned} \tag{3.69}$$

Изразът за вероятността за лъжлива тревога се получава от горната формула след заместване $s = 0$.

3.4.3. Среден праг на откриване на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала

При малки вероятности за поява на ХИС (Поасонов поток), цензуриращата процедура използвана в API CFAR откривателя, успешно премахва смущенията от тестваните извадки. В резултат на това, средният праг на откриване на изследвания откривател е много нисък и нараства сравнително бавно при увеличаване на вероятността за поява на смущенията. Това увеличение се дължи на намаляването на големината на извадката (клетките) след цензурирането. Получените резултати са оригинални и са публикувани в [4*].

Средният праг на откриване на API CFAR откривателя е получен посредством Монте Карло симулация в средата на MATLAB (фиг.3.24.). Той отговаря на отношението сигнал/шум необходимо да се открие сигналът с вероятност 0.5. Прагът е получен за следните входни параметри: средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$; вероятности за поява на ХИС от 0 до 0.1; брой клетки по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$; вероятност на лъжливо цензуриране $P_{fa}^{cen}=10^{-6}$; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$; брой стартирания на програмата 100000.

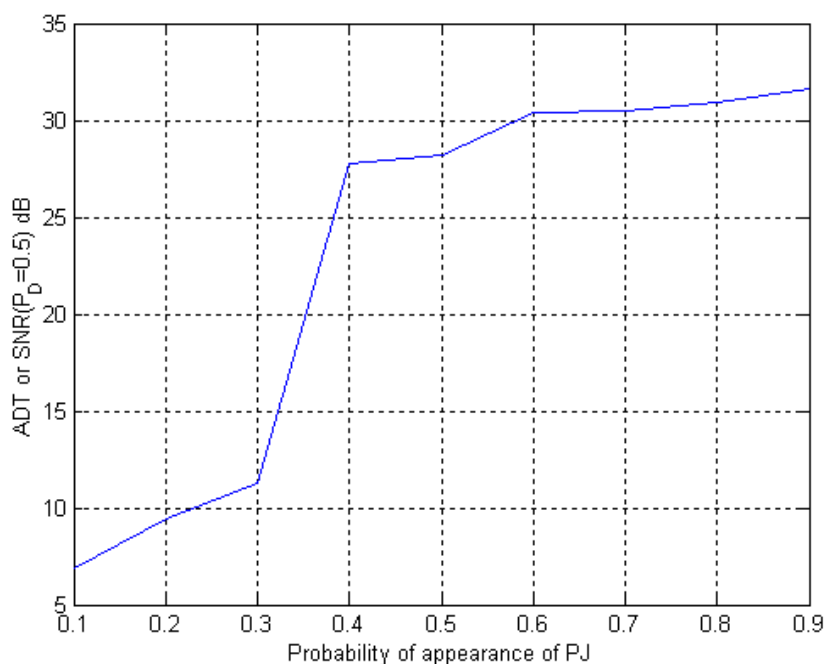


Фиг.3.24 Среден праг на откриване на API CFAR откривател в условия на Поасонов поток на ХИС.

В табл. 3.9 са дадени стойности на скаларния фактор T_{API} , поддържащ вероятността на лъжлива тревога в откривателя $P_{fa}=10^{-6}$ при следните входни параметри: вероятност на лъжливо цензуриране $P_{fa}^{cen}=10^{-6}$; брой канали по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$; вътрешен шум на приемника със средна мощност $\lambda_0=1$; хаотично импулсни смущения с вероятност за поява $e_0=0, 0.001, 0.01, 0.033, 0.066, 0.1$ и средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30$ dB.

e_0	0	0.001	0.01	0.033	0.066	0.1
T_{API}	0.14	0.14	0.14	0.14	0.14	0.14

Табл.3.9 Скаларен фактор на адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала.



Фиг.3.25 Среден праг на откриване на API CFAR откривател в условия на биномен поток на ХИС.

Увеличаването на вероятността за поява на ХИС над 0.1 (биномен поток на ХИС) намалява броя на клетките, участващи във формирането на оценката на смущението, също така намалява времето за адаптация на цензуриращия алгоритъм. Това води до увеличаване на средния праг на откриване, като след вероятност за поява на ХИС - 0.3, прагът нараства скокообразно. Това се дължи на факта, че цензуриращата процедура започва да пропуска смущения. За да се поддържа вероятността на лъжлива тревога постоянна в тази среда, откривателят увеличава скаларния фактор, а оттам се увеличава и прагът на откриване.

Средният праг на откриване на API CFAR откривателя в условия на биномен поток на ХИС, е получен посредством Монте Карло симулация, е показан на фиг.3.25. Използвани са следните входни параметри: средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$; вероятности за поява на ХИС от 0.1 до 0.9; брой клетки по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$; вероятност на лъжливо цензуриране $P_{fa}^{cen}=10^{-6}$; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$; брой стартирания на програмата 100000.

Скаларният фактор T_{API} , който гарантира поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна, е получен също с моделиране (Табл.3.10).

e_0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
T_{API}	0.5	1.1	2.4	200	300	550	670	720	750

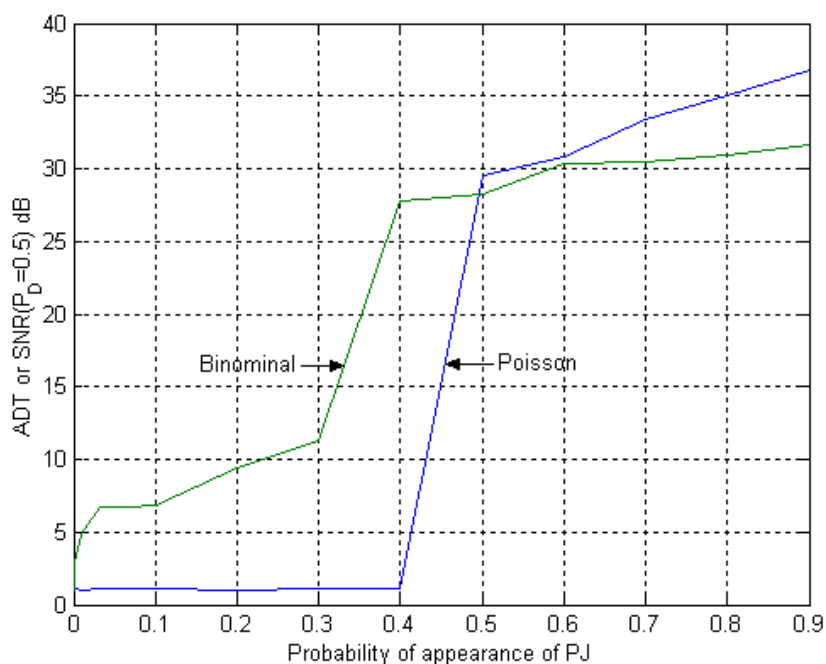
*Табл.3.10 Скаларен фактор на адаптивен ПЧЛТ откривател
с некохерентно натрупване на сигнала*

В изследваните ПЧЛТ откриватели до момента, средният праг на откриване слабо се променя при предположение, че в целия диапазон за поява на ХИС от 0 до 1 потокът не променя разпределението си.

Средният праг на откриване на API CFAR откривателя, при същото предположение, че в диапазона за поява на ХИС от 0 до 1 потокът е или Поасоново или биномен, е показан на фиг.3.26. От фигурата се вижда, че правилният избор на вида на потока на смущението е много важно при изследването на ПЧЛТ откривателите. Разликата в средния праг на откриване при неправилно използване на вида на разпределението на потока от ХИС, достига до 25dB, при вероятност за поява на смущения $e_0=0.4$.

Вероятността на 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.

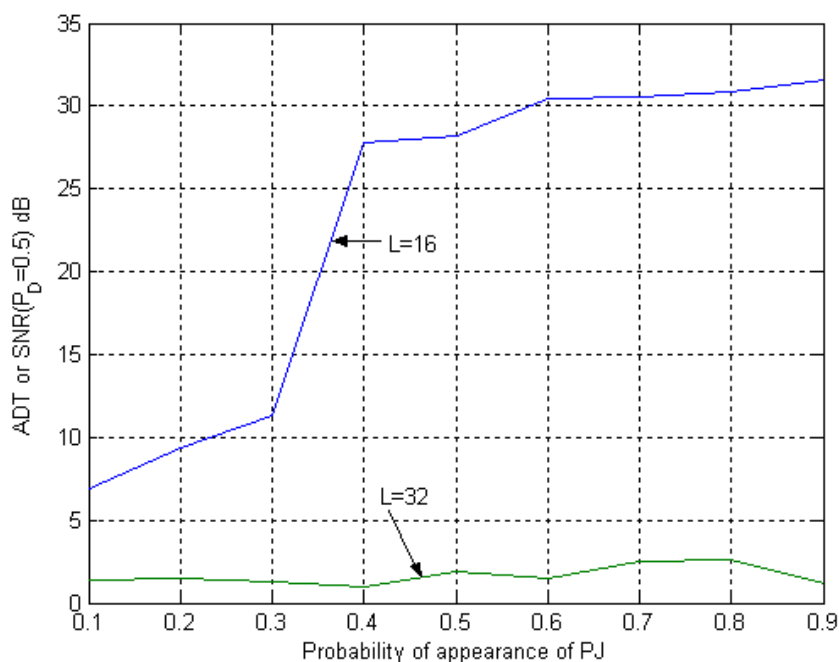
Един от начините цензурирането на импулсните смущения да се подобри е да се увеличи размерът на изследваната извадка. Ако увеличим тази извадка от 16 на 32, ще получим съществено подобрене на изследвания алгоритъм на откриване. Средният праг на откриване при големина на изследваната извадка $L=16$ и 32 е показан на фиг.3.27. Наличието на по-голям брой клетки на изследване позволява цензуриращата процедура да се адаптира към средата на работа, и дори при високи вероятности за поява на ХИС алгоритъмът сработва правилно.



Фиг.3.26 Среден праг на откриване на API CFAR откривател при условие, че потокът на ХИС е или Поасонов, или биномен в целия диапазон за поява на смущения.

Качественото изчистване на импулсните смущения от тествания и обучаващия прозорци е от съществено значение за добрата работа на ПЧЛТ откривателя. От фиг.3.27 се вижда, че изследваният адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала работи много добре в условия на интензивен ХИС при по-голям брой клетки по азимут.

Резултатите на фиг.3.27 са получени при следните входни параметри: средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$; вероятности за поява на ХИС от 0.1 до 0.9; брой клетки по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$ и 32; вероятност на лъжливо цензуриране $P_{fa}^{cen}=10^{-6}$; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$.



Фиг.3.27 Среден праг на откриване на API CFAR откривател, в условия на биномен поток на ХИС, при брой клетки по азимут ($L=16$ и 32).

3.5. СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ ПО СРЕДЕН ПРАГ НА ОТКРИВАНЕ НА ИЗСЛЕДВАНИТЕ В ДИСЕРТАЦИЯТА ПЧЛТ ОТКРИВАТЕЛИ В УСЛОВИЯ НА ХАОТИЧНО ИМПУЛСНИ СМУЩЕНИЯ

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 оригинални и са публикувани в [4*].

1. Среден праг на откриване на ПЧЛТ откриватели в условия на Поасонов модел на хаотично импулсни смущения

Средните прагове на откриване на изследваните откриватели са получени посредством Монте Карло симулация в средата на MATLAB (фиг.3.28). Те отговарят на отношението сигнал/шум, необходимо да се открие сигналът с вероятност 0.5.

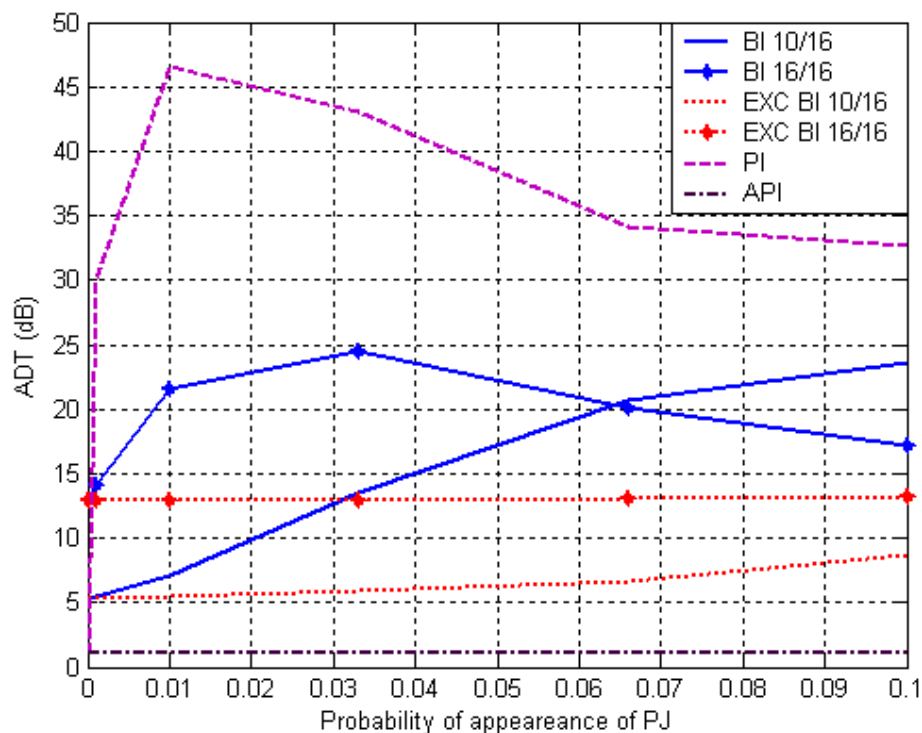
Средните праговете са получени за следните входни параметри:

Средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$; вероятности за поява на ХИС от 0 до 0.1; брой клетки по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$; бинарен праг $M=10$ и 16 ; праг на цензуриране (excision) $B_E=2$; вероятност на лъжливо цензуриране $P_{fa}^{cen}=10^{-6}$; брой стартирания на програмата 10^6 .

От фиг. 3.28 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 ХИС, както в обучаващия прозорец, така и в тестваната извадка. При наличие на ХИС със сравнително малка вероятност за поява, цензуриращата процедура на API CFAR откривателя успява да премахне влиянието на смущенията.

С около 3-4dB 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 на лъжлива тревога.

Най-големи загуби в отношение сигнал/шум реализира ПЧЛТ откривателят с некохерентно натрупване на сигнала. Средният му праг на откриване е със средна стойност около средната мощност на смущението.



Фиг. 3.28 Средни прагове на откриване на (BI, EXC BI, PI, API) ПЧЛТ откриватели в условия на Поасонов модел на хаотично импулсни смущения.

2. Среден праг на откриване на ПЧЛТ откриватели в условия на биномен модел на хаотично импулсни смущения

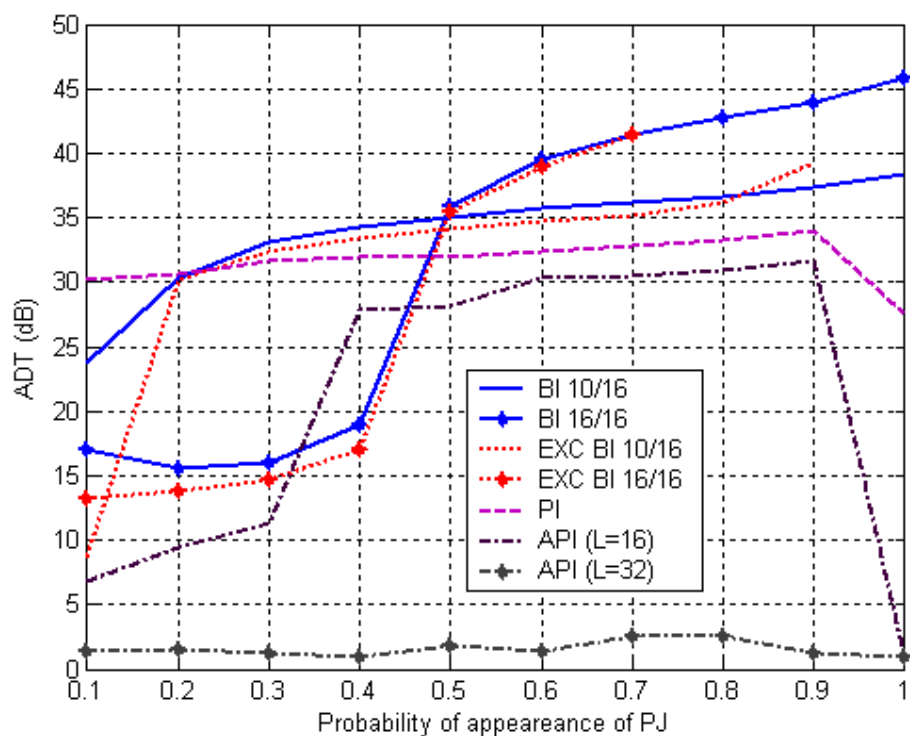
Средните прагове на откриване на изследваните откриватели са получени посредством Монте Карло симулация в средата на MATLAB (фиг.3.29).

Средните прагове са получени за следните входни параметри:

Средна мощност на отношението смущение/шум $r_f=30\text{dB}$; вероятности за поява на ХИС от 0 до 0.1; брой клетки по разстояние $N=16$ и по азимут $L=16$; вероятност на лъжлива тревога $P_{fa}=10^{-6}$; бинарен праг $M=10$ и 16 ; праг на цензуриране (excision) $B_E=2$; вероятност на лъжливо цензуриране $P_{fa}^{cen}=10^{-6}$; брой стартирания на програмата 100000.

От фиг. 3.29 се вижда, че най-нисък среден праг на откриване от изследваните откриватели при зададената входна ситуация, има адаптивният ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на полезния сигнал. Наличието на много интензивен поток от хаотично импулсни смущения води до драстично влошаване на откриването на сигналите. При ХИС с вероятност за поява над 0.3 влошава работата на цензуриращата процедура на API CFAR откривателя. За подобряване на цензурирането, а оттам и откриването на сигналите на фона ХИС, е необходимо да се увеличи големината на извадката по азимут.

При извадка $L=32$ се вижда, че адаптивният ПЧЛТ откривател има много нисък среден праг на откриване, който е около средната мощност на шума на приемника.



Фиг. 3.29 Средни прагове на откриване на (BI, EXC BI, PI, API) ПЧЛТ откриватели в условия на биномен модел на хаотично импулсни смущения.

От получените резултати се предлага в условия на поток от ХИС да се използва адаптивен ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала. При високи вероятности за поява е необходимо да се работи с възможно по-дълга извадка по азимут.

3.6. ИЗВОДИ

1. Получени са нови математически зависимости за вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на откриватели поддържащи постоянна вероятност на лъжлива тревога с бинарно и некохерентно натрупване на сигнала (CFAR BI, BFAR PI) в условия на биномен поток на хаотично импулсни смущения. Тези зависимости позволяват числено да се изследват откривателите в интензивен поток от хаотично импулсни смущения и да се получат нови и оригинални резултати.

2. Извършен е сравнителен анализ по среден праг на откриване на няколко (BI; EXC BI; PI; API) двумерни ПЧЛТ откриватели в условия на хаотично импулсни смущения. Алгоритмите са изследвани на фона на Поасонов и биномен потоци от хаотично импулсни смущения. Средните прагове на откриване на изследваните откриватели са получени посредством Монте Карло симулация в средата на MATLAB.

3. От получените нови и оригинални резултати се предлага да се използва адаптивен ПЧЛТ алгоритъм с некохерентно натрупване на сигнала (API CFAR), при наличие на хаотично импулсни смущения както в обучаващия прозорец, така и в тестваните клетки.

4. Изследвана е работоспособността на цензуриращата процедура на адаптивният ПЧЛТ откривател и са предложени начини за подобряване на цензурирането на импулсните смущения както в обучаващия прозорец, така и в тестваната извадка.

5. Получените в резултат на изследванията резултати са приложими при решаването на широк кръг от задачи в областта на откриване на сигнали на фона на смущения с откриватели, поддържащи постоянна вероятността на лъжлива тревога.

Научни приноси.

1. Решена и изследвана е статистическата задача за откриване на единични и пакети радиолокационни импулси на фона на комплекс от смущения, при следните ограничения. Модел на сигнала Сверлинг II, адитивен хомогенен шум с неизвестна мощност и биномно разпределени хаотично импулсни смущения с известни характеристики.

Получени са оригинални резултати за вероятностните характеристики (вероятност на правилно откриване, вероятност на лъжлива тревога) в условия на биомен поток от хаотично импулсни смущения на CA CFAR, CFAR BI и CFAR PI откриватели.

2. Благодарение на извършеният анализ се предлагат различни известни структури и техники на едномерни и двумерни ПЧЛТ откриватели, позволяващи ефективна работа в условия на особено мощен и с висока вероятност на поява на хаотично импулсни смущения, с биномно и Пуасоново съставно разпределение. Ефективността на ПЧЛТ откривателите се оценява посредством вероятностните характеристики, отношението сигнал/шум и среден праг на откриване.

3. Изследвана е чувствителността на осредняващ ПЧЛТ алгоритъма към промяната на вида на разпределението на хаотично импулсните смущения от Пуасонов към биомен поток и обратно.

4. Получени са оригинални резултати за среден праг на откриване на осредняващ ПЧЛТ откривател (CA CFAR) в условия на Пуасонов и биомен поток от хаотично импулсни смущения, и цензуриращ ПЧЛТ откривател (EXC CFAR) за Пуасонов поток от хаотично импулсни смущения.

Научно-приложни приноси.

1. Получени са набор от табличен и графичен материал, илюстриращ работата на ПЧЛТ откриватели на единични и пакети радиолокационни импулси. От получените данни, могат да се изберат различни структури на ПЧЛТ откриватели и техните параметрите, за работа в условия на интензивен поток от хаотично импулсни смущения.

2. Предложения набор от математически зависимости за вероятностните характеристики и средния праг на откриване на изследваните ПЧЛТ откриватели, позволяват числено да се оценят качеството на параметрите на откривателите.

3. Разработени са пакети програми в средата на MATLAB, за числено и симулационно (посредством Монте Карло) изчисляване на вероятностните характеристики и средния праг на откриване за едномерни и двумерни ПЧЛТ откриватели.

В заключение следва да се отбележи, че предложените методики за изчисляване и симулация на вероятностните характеристики на ПЧЛТ откривател на радиолокационни сигнали могат с успех да се приложат и в други области от науката.

ПУБЛИКАЦИИ ПО ДИСЕРТАЦИЯТА

в текста са маркирани с *

Статии в списания:

1. Garvanov, I.: - *CFAR BI Detector in Binomial Distribution Pulse Jamming*, Comptes Rendus de l'Academie Bulgare des Sciences, vol. 56, №10, pp. 37-44, 2003.
2. Garvanov, I., Chr. Kabakchiev – *One and Two Dimensions CFAR Processors in the Presence of Strong Pulse Jamming*, Cybernetics and Information Technologies, 1, pp. 58-72, 2002.
3. Kabakchiev Chr., L. Doukovska and I. Garvanov – *Comparative analysis of losses of CA CFAR processors in pulse jamming*, Cybernetics and Information Technologies, 1, pp. 21-35, 2001.

Доклади в конференции:

4. Garvanov, I., V. Behar and Chr. Kabakchiev - *CFAR Processors in Pulse Jamming*, International Conference “Numerical Methods and Applications 2002”, Springer-Verlag, “Lectures Notes and Computer Science- LNCS 2542”, pp. 291-298, 2003.
5. Garvanov, I., and Chr. Kabakchiev – *Sensitivity of CFAR Processors Toward the Change of Input Distribution of Pulse Jamming*, Proc. of IEEE - International Conference on Radar “Radar 2003”, Adelaide, Australia, pp. 121-126, 2003.
6. Garvanov, I. and Chr. Kabakchiev – *Average Decision Threshold of CA CFAR and Excision CFAR Detectors in the Presence of Strong Pulse Jamming*, Proc. of the German Radar Symposium – “GRS 2002”, Bonn, Germany, pp.615-620, 2002.
7. Бехар В., Хр. Кабакчиев, И. Гарванов, Л. Дуковска - *Осреднени характеристики на различни устройства поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога в условията на хаотично импулсни смущения*, НТС, Младежка научна сесия'2000, стр.250-255, 2000.
8. Бехар В., Хр. Кабакчиев, Л. Дуковска, И. Гарванов - *Анализ на процесори поддържащи постоянна честота на лъжлива тревога в условията на нехомогенни импулсни смущения*, НТС, Младежка научна сесия'2000, стр.244-249, 2000.

Работни статии към Институт по Информационни Технологии:

9. Garvanov, I., Chr. Kabakchiev: - *CFAR PI Detector in Binomial Distribution Pulse Jamming*, ИТ/ WP-164, 2003.
10. Garvanov I. – *CFAR Processors in Presence of Binomial Distribution Pulse Jamming*, ИТ/ WP-145, 2002.
11. Kabakchiev Chr., L. Doukovska and I. Garvanov – *Comparative Analysis of Losses of CA CFAR Processors in Pulse Jamming*, ИТ/ WP-110B, 2000.

ЛИТЕРАТУРА

1. Акимов П., Ф., Евстратов, С. Захаров: “Обнаружение Радиосигналов”, Радио и Связи, Москва, 1989.
2. Бехар В.: “Алгоритми за анализ на откриватели на радиолокационни сигнали в условия на априорна неопределеност”, КЦИИТ, София, 1994.
3. Бронштейн И., К. Семендяев: “Справочник по математике – для инженеров и учащихся вузов”, Наука, Москва, 1964.
4. Бюруков М.: “Непараметрические алгоритмы обнаружения сигналов в импульсных помехах”, Изд. МАИ, Москва, 1991.
5. Василева Б., Ламбев Р.: “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. Георгиев, Г., В. Цолов, И. Стоянов, В. Филипов: “Радиолокационна техника”, ДИ “Техника”, София, 1978.
9. Добрев Д.: “Радиолокационни и радионавигационни устройства”, ДИ “Техника”, София, 1983.
10. 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.
11. Корн Г., Т. Корн: “Справочник по математике – для научных работников и инженеров”, Наука, Москва, 1977.
12. Леонов А., Н. Васенев, Ю. Гайдуков и др.: “Моделирование в радиолокации”, Советское радио, Москва, 1979.
13. Максимов М., М. Бобнев и др.: “Защита от радио помех”, Советское радио, Москва, 1976.
14. Палий И.: “Радиоэлектронная борьба”, Военное издательство МО, Москва, 1981.
15. Пеев Х., Д. Димитров: “Статистическа радиотехника”, ДИ “Техника”, София, 1978.
16. Сосулин Ю.: “Теоретические основы радиолокации и радионавигации”, Москва, “Радио и связь”, 1992.

17. Сосулин Ю., К. Гаврилов: “К-Этапно Обнаружение Сигналов”, Радиотехника и Электроника, том 43, №7, стр. 837-850, 1998.
18. Сосулин Ю., К. Гаврилов: “К-Этапно Обнаружение Сигналов с Постоянным Уравнем Ложных Тревог в Условиях Хеоднородных Помех”, Радиотехника и Электроника, том 47, №7, стр. 841-851, 2002.
19. Сосулин Ю., К. Гаврилов: “К-Этапно Обнаружение Сигналов с Постоянным Уравнем Ложных Тревог при Параметрической Неопределенности”, Радиотехника и Электроника, том 46, №7, стр. 839-848, 2001.
20. Тихонов В.: “Оптимальные прием сигналов”, Москва, “Радио и связь”, 1983.
21. Тихонов В.: “Статистическа радиотехника”, Москва, “Радио и связь”, 1982.
22. Харкевич А.: “Борьба с помехами ”, Государственное изд., Москва, 1963.
23. Al-Hussaini E., B. Ibrahim: “Comparison of Adaptive Cell – Averaging Detectors for Multiple Target Situations”, IEE Proc., vol. 133, Pt.F, 3, Jun., 217-223, 1986
24. Amirmehrabi H., R.Vishwanathan: “A New Distributed Constant False Alarm Rate Detector” IEEE Trans. AES vol. 33, 1, Jan., pp.85-97, 1997.
25. Amoroso F., R. Monzingo: “Adaptive A/D Converter for Improved DS/SS Jam Resistance”, IEEE Trans. AES vol. 34, 3, July, pp. 810-816, 1998.
26. Anastassopoulos V., G. Lampropoulos, “A New and Robust CFAR Detection Algorithm”, IEEE Trans. AES vol. 28, 2, April, pp. 370-382, 1992.
27. Anastassopoulos V., G. Lampropoulos: “Optimal CFAR Detection in Weibull Clutter”, IEEE Trans., vol. AES-31, 1, Jan., pp. 52-63, 1995
28. Barboj W., E. Lomes, E. Perkalski: “Cell-Averaging CFAR for multiple target situations”, IEE Proc., Pt.F. vol. 133, 2, pp. 176-186, 1986
29. Barkat M., K. Varshney: “Decentralized CFAR signal detection”, IEEE Trans., vol. AES-25, 1, Mar., pp. 141-149 1989.
30. Barkat M., R. Varshney: “Adaptive Cell Averaging CFAR Detection in Distributed Sensor Networks”, IEEE Trans. AES vol. 27, 3 May, pp.424-429, 1991.
31. Barkat M., S. Himonas, P. Varshney: “CFAR Detection for Multiple Target Situations”, IEE Proc., vol. 136, Pt.F, 5, pp. 193-209, 1989.
32. Barton D.: “Modern Radar System Analysis”, Artech House, 1988.
33. Behar V.: “CA CFAR Radar Signal Detection in Pulse Jamming”, Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci., vol. 49 (7-8), pp. 57-60, 1996.
34. Behar V., C. Kabakchiev,”A Double-Channel Filter for Pulse Jamming Suppression”, Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci., vol. 49, 11, pp. 73-76, 1996.

35. Behar V., C. Kabakchiev: "Excision CFAR Binary Integration Processors", *Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci.*, vol. 49, 11, pp. 73-76, 1996.
36. Behar V., C. Kabakchiev "Hough Detector with Adaptive Non-Coherent Integration for Target Detection in Pulse Jamming", *Proc. of the 5th IEEE - ISSSTA'98, Africa, Sept.*, pp 1003-1007, 1998.
37. Behar V., C. Kabakchiev, L. Doukovska, "Adaptive CA CFAR Integration Processors for Target Detection in Pulse Jamming", *Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci.*, vol. 51, 5, pp.65-78, 1998.
38. Behar V., Chr. Kabakchiev, L. Doukovska, "Adaptive CFAR PI Processor for Radar Target Detection in Pulse Jamming", *VLSI, SP-26*, pp. 383-396, 2000.
39. Behar V., B. Vassileva, C. Kabakchiev, "Adaptive Hough Detector with Binary Integration in Pulse Jamming", *Proc. of ECCTD'97, Budapest*, pp 885-889, 1997.
40. Bird J.: "Calculating Detection Probabilities for Systems Employing Noncoherent Integration", *IEEE Trans.*, vol. AES-18, 4, July, pp. 401-409, 1982.
41. Bird J.: "Calculating the Performance of Linear and Square-Low Detectors", *IEEE Trans.*, vol. AES-31, 1, Jan., pp. 39-51, 1995.
42. Blake S.: "OS-CFAR Theory for Multiple Targets and Nonuniform Clutter", *IEEE Trans. AES*, vol.24, 6, Nov. pp. 785-790, 1988.
43. Blum R., J. Qiao: "Threshold Optimization for Distributed Order-Statistic CFAR Signal Detector", *IEEE Trans.*, vol. AES-32, 1, Jan., pp. 368-377, 1996.
44. Conte E., A. Maio, C. Galdi: "CFAR Detection of Multidimensional Signals: An Invariant Approach", *IEEE Trans.*, SP, vol.-51, 1, Jan., pp.142-151, 2003.
45. Conte E., A. Maio, C. Galdi: "Signal Detection in Compound-Gaussian Noise: Neyman-Pearson and CFAR Detectors", *IEEE Trans. SP*, vol.48, 2, Feb. pp. 419-427, 2000.
46. Conte E., A. Maio, G. Ricci: "CFAR Detection of Distributed Targets in Non-Gaussian Disturbance", *IEEE Trans. AES* vol.38, 2, April, pp. 612-621, 2002.
47. Conte E., A. Maio, G. Ricci: "Covariance Matrix Estimation for Compound-Gaussian Cluter", *IEEE Trans. AES* vol.38, 2, April, pp. 415-426, 2002.
48. Conte E., A. Maio, G. Ricci: "Recursive Estimation of the Covariance Matrix of Compound-Gaussian Process and Its Application to Adaptive CFAR Detection", *IEEE Trans.*, SP, vol.-50, 8, Aug., pp. 1908-1915, 2002.
49. Conte E., A. Maio: "Exploiting Persymmetry for CFAR Detection in Compound-Gaussian Cluter", *IEEE Trans. AES* vol.39, 2, April, pp. 719-724, 2003.

50. Conte E., M. Longo, M. Lops: "Analysis of the excision CFAR detector in the presence of fluctuating targets ", IEE Proc., vol. 136, 6, Dec. pp. 290 –292, 1989.
51. DiFranco J., W. Rubin: "Radar Detection", Artech House, USA, 1980.
52. Dillard G.: "Mean-Level Detection of Nonfluctuating Signals", IEEE Trans. vol. AES-10, 6, Nov., pp. 795-799, 1974.
53. Elias-Fuste R., A. Broquetas-Ibars, J. Antequeda, J. Yuste: "CFAR Data Fusion Center with Inhomogeneous Receivers", IEEE Trans. AES vol. 28, 1 Jan. pp.276-285, 1992.
54. Elias-Fuste R., M. Garsia, M. Elias, R. Davo: "Analysis of Some Modified Ordered Statistic CFAR: OSGO and OSSO CFAR", IEEE Trans., vol. AES-26, 1, Jan., pp. 197-202, 1990.
55. Finn H., Johnson R. "Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter estimation", RCA Review, 29, 3, pp. 412-464, 1968.
56. Finn H., Johnson R.: "Fluctuating Target Detection in Clutter Using Sidlobe Blanking Logic", IEEE Trans. AES vol.-7, 1, Jan. pp.147-159, 1971.
57. Gandhi P.: "Data Quantization Effects in CFAR Signal Detection", IEEE Trans., vol. AES-32, 4, Oct., pp. 1277-1289, 1996.
58. Gandhi P., S. Kassam "Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background", IEEE Trans., vol. AES-24, 4, July, pp. 427-444, 1988.
59. Gerlach K.: "Spatially Distributed Target Detection in Non-Gaussian Clutter", IEEE Trans. AES vol. 35, 3, July, pp. 926-934, 1999.
60. Gini F., F. Lombardini, L. Verrazzani: "Decentralized CFAR Detection with Binary Integration in Weibull Clutter", IEEE Trans., vol. AES-33, 2, Apr., pp. 396-407, 1997.
61. Gini F., F. Lombardini, L. Varrazzani: "Coverage Area Analysis for Decentralized Detection in Weibull Clutter", IEEE Trans. AES vol. 35, 2, April, pp.437-444, 1999.
62. Goldman H., I. Bar-David: "Analysis and Application of the Excision CFAR Detector", IEE Proc., vol. 135, 6, Dec. pp. 563 –575, 1988.
63. Goldman H.: "Performance of the excision CFAR detector in the presence of interferers", IEE Proc., vol. 137, 3, June, pp. 163 –171, 1990
64. Goldstein J., I. Reed, P. Zulch: "Multistage Partially Adaptive STAP CFAR Detection Algorithm", IEEE Trans. AES vol. 35, 2, April, pp.645-661, 1999.
65. Gowda Ch., R. Vishwanathan: "Performance of Distributed CFAR Test Under Various Clutter Amplitudes", IEEE Trans. AES vol. 35, 4, Oct., pp. 1410-1419, 1999.
66. Grajal J., A. Asensio: "Multiparametric Importance Sampling for Simulation of Radar Systems", IEEE Trans., vol. AES-35, 1, Jan., pp. 123-136, 1999.

67. Guan. J., Y. Peng, Y. He: "Proof of CFAR by the Use of the Invariant Test", IEEE Trans. AES vol. 36, 1, Jan., pp.336-339, 2000.
68. Guan. J., Y. Peng, Y. He: "Three Types of Distributed CFAR Detection Based on Local Test Statistic", IEEE Trans. AES vol. 38, 1, Jan., pp.278-288, 2002.
69. Guida M., M. Longo, M. Lops: "Biparametric CFAR Procedures for Lognormal Clutter", IEEE Trans. AES vol. 29, 3, July, pp. 798-809, 1993.
70. Guida M., M. Longo, M. Lops: "Biparametric Linear Estimation for CFAR Against Weibull Clutter", IEEE Trans. AES vol. 28, 1, Jan. pp. 138-151, 1992.
71. Han D.: "Detection Performance of CFAR Detectors Based on Order Statistics for Partially Correlated Chi-Square Targets", IEEE Trans. AES vol.36, 4, Oct., pp.1423-1429, 2000.
72. Hansen V., J. Sawyers: "Delectability Loss Due to "Greatest of" Selection in a Cell – Averaging CFAR", IEEE Trans., vol. AES-16, 1, Jan., pp.115-118, 1980.
73. Hansen V., H. Ward: "Detection Performance of the Cell Averaging LOG/CFAR Receiver", IEEE Trans. vol. AES-8, 5, Sept., pp. 648-652, 1972.
74. Hendon E., Reed I.: "A new CFAR Sidelobe Canceller Algorithm for Radar ", IEEE Trans., vol. AES-26, 5, Sept., pp. 792 –803, 1990.
75. Himonas S.: "CFAR Integration Processors in Randomly Arriving Impulse Interference", IEEE Trans., vol. AES-30, 3, July, pp. 809-816, 1994.
76. Himonas S., M. Barkat: "Adaptive CFAR detection in partially correlated clutter", IEE Proc., vol. 137 Pt.F, 5, Oct., pp. 387-394, 1990.
77. Himonas S., M. Barkat: "Automatic Censored CFAR Detection for Nonhomogeneous Environments", IEEE Trans., vol. AES- 28, 1, Jan., pp. 286 –304, 1992.
78. Hou X., N. Marinada, T. Namekawa: "Direct Evaluation of Radar Detection Probabilities", IEEE Trans., vol. AES-23, 4, July, pp. 418-423, 1987.
79. Hwang J., A. Ritcey.: "Systolic Architectures for Radar CFAR Detectors", IEEE Trans., SP, vol.39, 10, Oct., pp.2286-2295, 1991.
80. Jian G., M. Wei, He Y.: "Distributed CFAR Detection with Multisensor using Local Multilevel Quantization Based on Rank", Proc. IEEE Radar Conference, Radar-2003, pp.127-129, 2003.
81. Kabakchiev C., V. Behar, "CFAR Radar Image Detection in Pulse Jamming", Proc. of the 4th IEEE ISSSTA'96, Mainz, Germany, Sept., pp 182-185, 1996.
82. Kabakchiev C., V. Behar, "Techniques for CFAR Radar Image Detection in Pulse Jamming", Proc. of the 26th ECM, Prague, Czech Republic, Sept., pp 347-351, 1996.

83. Kalson S.: "Adaptive Array CFAR Detection ", IEEE Trans., vol. AES-31, 2, April, pp. 534-541, 1995.
84. Kapoor R., A. Banerjee, G. Tsihrintzis, N. Nandhakumar: "UBV Radar Detection of Targets in Foliage Using Alpha-Stable Clutter Models", IEEE Trans. AES vol. 35, 3, July, pp.819-834, 1999.
85. Kim K., Ch. Lee, D. Youn: "Adaptive Processing Technique for Enhanced CFAR Detecting Performance in Active Sonar Systems", IEEE Trans. AES vol.-36, 2, April, pp.693-700, 2000.
86. Khalighi M., M. Bastani: "Adaptive CFAR Processor For Nonhomogeneous Environments", IEEE Trans., vol. AES-36, 3, July, pp. 889-897, 2000.
87. Kraut S., L. Scharf, L. McWhorter: "Adaptive Subspace Detectors", IEEE Trans., SP, vol.-49, 1, Jan., pp. 1-16, 2001.
88. Kraut S., L. Scharf: "The CFAR Adaptive Subspace Detector is a Scale-Invariant GLRT", IEEE Trans., SP, vol.-47, 9, Sept. pp. 2538-2541, 1999.
89. Lank G., N. Chung: "CFAR For Homogeneous Part of High-Resolution Imagery", IEEE Trans. AES vol. 28, 2, April, pp. 370-382, 1992.
90. Lazarov, A.: "Recurrent Kalman Procedure for ISAR Image Reconstruction from Barcer's Phase Code Modulated Trajectory Signals", CIT, Bulgaria, Sofia, Vol. 2, №2, pp. 100-112, 2002.
91. Levanov N.: "Detection Loss Due to Interfering Targets in Ordered Statistics CFAR", IEEE Trans., vol. AES-24, 6, Nov., pp. 678-681, 1988.
92. Levanon N., M. Shor: "Order Statistics CFAR for Weibull Background", IEE Proc., vol. 137, Pt.F, 3, June, pp.157-162, 1990.
93. Lishkov S., R. Arnaudov, R. Miletiev: "Automatic Radar Processing Using OSCA CFAR Detector", Proc. of IEEE ICEST 2003, Sofia, Bulgaria, Oct., pp 125-127, 2003.
94. Longo M., M. Lops: "OS-CFAR Thresholding in Decentralized Radar System", IEEE Trans., vol. AES-32, 4, Oct., pp. 1257-1267 1996.
95. Lops M., P. Willett, "Li-CFAR: A Flexible and Robust Alternative", IEEE Tran. AES vol. 30, 1 Jan. pp. 41-54, 1994.
96. Maio A.: "Polarimetric Adaptive Detection of Range-Distributed Targets", IEEE Trans., SP, vol.-50, 9, Sept., pp.2152-2159, 2002.
97. Marano S., M. Longo: "Performance of Decentralized L- CFAR in Inhomogeneous Background", IEEE Trans. AES vol. 36, 4, Oct., pp. 1414-1423, 2000.

98. Mashde M.: "M-Correlated Sweeps Performance Analysis of Mean-Level CFAR Processors in Multiple Target Environments", IEEE Trans. AES vol.38, 2, April, pp.354-366, 2002.
99. Mashade M.: "Performance analysis of the excision CFAR detection techniques with contaminated reference channels", Elsevier, Signal Processing-60, pp.213-234, 1997.
100. Mathur A., P. Willett: "Local SNR Considerations in Decentralized CFAR Detection", IEEE Trans. AES vol. 34, 1, Jan., pp. 13-22, 1998.
101. McLane P., P. Witteke, C. Ips: "Threshold control for Automatic Detection in Radar Systems", IEEE Trans., vol. AES-18, 2, pp. 242-248, 1982.
102. Moore J., N. Lawrence: "Comparison of Two CFAR Methods Used With Square-Law Detection of Swerling I Targets", Proc. of IEEE Radar Conference pp. 403-409, 2000.
103. Nagle D., J. Sanite: "Performance Analysis of Linearly Combined Order Statistic CFAR Detectors", IEEE Trans. AES vol. 31, 2, April, pp. 522-533, 1995.
104. Nitzber R.: "Adaptive Signal Processing for Radar" Artech House, USA, 1992.
105. Nitzberg R.: "Constant False Alarm Rate Processors for Locally Nonstationary Clutter", IEEE Trans., vol. AES-9, 3, May, pp. 399-405, 1973.
106. Nitzberg R.: "Constant False Alarm Rate Signal Processors for Several Types of Interference", IEEE Trans., vol. AES-8, 1, Jan., pp. 27-34, 1972.
107. Nofele F.: "A New Philosophy in CFAR Target Detection", Proc. IRS-2003, Germany, pp.389-394, 2003.
108. Pace P. L. Taylor: "False Alarm Analysis of the Envelope Detection GO-CFAR Processor", IEEE Trans. AES vol. 30, 3, July, pp. 848-864, 1994.
109. Prastitis L.: "On Adaptive Censored CFAR Detection", Ph.D Dissertation, New Jersey Institute of Technology, 1993.
110. Pulsone N., R. Raghavan: "Analysis of an Adaptive CFAR Detector in Non-Gaussian Interference", IEEE Trans., vol. AES-35, 3, July, pp. 903-916, 1999.
111. Puretz J., R. Defreez, R. Elliott, J. Orloff, T. Paoli: "Robustness of a Modified Greatest of CFAR Detector", Electronics Letters, vol. 23, 3, 1987.
112. Raghavan R.: "Analysis of CA-CFAR Processors for Linear-law Detection", IEEE Trans. AES vol. 28, 3 July, pp. 661-665, 1992.
113. Raghavan R., H. Qui, J. McLaughlin: "CFAR Detection in Clutter With Unknown Correlation Properties", IEEE Trans. AES vol. 31, 2, April, pp. 647-657, 1995.
114. Reed I., Y. Gau: "A Fast CFAR Detection STAP Algorithm", IEEE, Trans., SP-4, vol.47, April, pp.1151-1154, 1999.

115. Reed I., Y. Gau, T. Truong: "CFAR Detection and Estimation for STAP Radar", IEEE Trans. AES vol. 34, 3, July, pp. 722-735, 1998.
116. Rickard J., G. Dillard: "Adaptive Detection Algorithms for Multiple Target Situations", IEEE Trans., vol. AES-13, 4, pp. 338-343, 1977.
117. Rifkin R.: "Analyses of CFAR Performance in Weibull Clutter", IEEE Trans., vol. AES-30, 2, April, pp. 315-328, 1994.
118. Ritcey A.: "Performance analysis of the censored mean-level detector", IEEE Trans., vol. AES-22, 4, July, pp. 443-454, 1986.
119. Ritcey J., J. Hines: "Performance of Max Family of Order Statistics CFAR Detectors", IEEE Trans. AES vol. 27, 1 Jan. pp. 48-57, 1991.
120. Ritcey J., J. Hines: "Performance of Max Mean Level Detector With and Without Censoring", IEEE Trans. AES vol. AES-25, March, pp. 213-232, 1989.
121. Rohling H.: "Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situation", IEEE Trans. vol. AES-19, 4, July, pp. 608-621, 1983.
122. Rohling H.: "25 years Research in Range CFAR Techniques", Proc. IRS-2003, Germany, pp.363-368, 2003.
123. Shor M., N. LEVANON: "Performances Of Order Statistics CFAR", IEEE Trans. AES vol. 27, 2 March, pp. 214-224 1991.
124. Smith M., P. Varshney: "Intelligent CFAR Processor Based on Data Variability ", IEEE Trans., vol. AES-36, 3, July, pp. 837-847, 2000.
125. Sosulin Y.: "K-Stage Radar CFAR Detection", Proc. IEEE, Radar Conference "Radar-2000", pp.375-380, 2000.
126. Stein D.: "A Robust Exponential Mixture Detector Applied to Radar", IEEE Trans. AES vol. 35, 2, April, pp. 519-532, 1999.
127. Tantarantana S.: "Sequential CFAR Detectors Using a Dead-Zone Limiter", IEEE, Trans., Comm.-9, vol.-38, Sept. pp.1375-1383, 1990.
128. Trunk G.: "Radar Resolution of Targets using Automatic Detection", IEEE Trans., vol. AES-14, 5, pp. 750-755, 1978.
129. Tsakalides P., F. Trinci, C. Nikias: "Performance Assessment of CFAR Processors in Pearson-Distributed Clutter", IEEE Trans., vol. AES-36, 4, Oct., pp. 1377-1386, 2000.
130. Uner M., P. Varshney: "Distributed CFAR Detection in Homogeneous and Nonhomogeneous Backgrounds", IEEE Trans. AES vol. 32, 1, Jan., pp. 84-97, 1996.
131. Vassileva B., C. Kabakchiev, "Pulse Jamming out of Matched Filter for a Complex Signal", Compt. Rand. Acad. Bulg. Sci., vol. 49, 5, pp. 59-62, 1996.

132. Watts S., "The performanse of Cell Averaging CFAR system in sea clutter", Proc. of IEEE Radar Conference 2000, pp. 398-403, 2000.
133. Weber P., S. Haykin: "Order Statistics CFAR Processing for Two Parameter Distributions with Variable Skewness", IEEE Trans., vol. AES-21, 6, Nov., pp. 819-821, 1985.
134. Weiss M.: "Analysis of Some Modified Cell – Averaging CFAR Processors in Multiple Target Situation", IEEE Trans., vol. AES-18, 1, Jan., 102-114, 1982.
135. Wilson S.: "Two CFAR Algorithms for Interfering Targets and Nonhomogeneous Clutter", IEEE Trans., vol. AES-29, 1, Jan., pp. 57-72, 1993.
136. Xiangwei M., J. Guan, He Y.: "A Generalized Smallest of Selection CFAR Algorithm", Proc. IEEE Radar Conference, Radar-2003, pp.130-132, 2003.
137. www.autex.spb.ru
138. www.elsevier.com
139. www.fas.org
140. www.iee.org
141. www.ieee.org
142. www.primagraphics.net
143. www.radar.narod.ru
144. www.radarworks.com
145. www.radar-pinrl.navy.mil
146. www.siteseer.com
147. www.springer.de

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Аналитично извеждане на вероятностите на правилно откриване и лъжлива тревога на ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (CFAR PI) в условия на биномен поток от хаотично импулсни смущения.

Оценката на нивото на смущението в обучаващия прозорец на CFAR PI откривателя е:

$$V = \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N x_{ln} \quad (4.1)$$

Оценката на нивото на сигнала в тествания прозорец на CFAR PI откривателя е:

$$q_o = \sum_{l=1}^L x_{ol} \quad (4.2)$$

Откриването на целта става посредством следния алгоритъм:

$$\begin{cases} H_1 : q_o \geq VT_{PI} \\ H_o : q_o < VT_{PI} \end{cases} \quad (4.3)$$

T_{PI} е скаларният фактор, който гарантира поддържането на вероятността на лъжлива тревога постоянна.

Вероятността на правилно откриване на CFAR PI откривателя се получава от израза:

$$P_D = P(q_o > TV | H_1) = \int_0^\infty P_V(V) dV \int_{T_{PI}V}^\infty P_q(q_o/H_1) dq_o \quad (4.4)$$

където $P_V(V)$ е плътността на разпределение на оценката на мощността на смущението, а $P_q(q_o/H_1)$ е условната плътност на разпределение на тествания сумарен сигнал при хипотеза H_1 .

Вероятността на лъжлива тревога на CFAR PI откривателя се определя както (4.4) при положение, че отношението сигнал/шум равно на нула $s = 0$ (хипотеза H_0).

$$P_{FA} = P(q_o > TV | H_0) = \int_0^\infty P_V(V) dV \int_{TV}^\infty P_q(q_o/H_0) dq_o \quad (4.5)$$

където $P_q(q_o/H_0)$ е условната плътност на разпределение на тествания сумарен сигнал при хипотеза H_0 .

За решаването на (4.4), е необходимо да се намерят функцията на плътността на разпределение на оценката на нивото на смущението и условната плътност на разпределение на тествания сумарен сигнал при хипотеза H_1 .

Плътностната функция на нивото на смущението $P_V(V)$ се получава посредством обратно Лапласово преобразуване на моментно генериращата функция на оценката на нивото на смущението.

$$P_V(V) = L^{-1}[M_V(U)] \quad (4.6)$$

Моментно генериращата функция на оценката V е:

$$M_V(U) = M_x^N(U) \quad (4.7)$$

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 [3]:

$$M_x(U) = \int_0^{\infty} \exp(-Ux) f(x) dx \quad (4.8)$$

Замествайки вероятностната функция на разпределение за биномен поток на ХИС $f(x)$ от (2.11) в (4.8) за МГФ на случайната променлива се получава:

$$M_x(U) = \frac{(1-\varepsilon)^2}{1+U\lambda_0} + \frac{2\varepsilon(1-\varepsilon)}{1+U\lambda_0(1+r_j)} + \frac{\varepsilon^2}{1+U\lambda_0(1+2r_j)} \quad (4.9)$$

Моментно генериращата функция на оценката V (1.13) на изследваният ПЧЛТ процесор е:

$$M_V(U) = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e^{2i} \sum_{j=0}^{LN-i} C_{LN-i}^j [2e(1-e)]^j (1-e)^{2(LN-i-j)} \frac{1}{(1+\lambda_0^* U)^j (1+\lambda_0^{2*} U)^i (1+\lambda_0 U)^{LN-i-j}} \quad (4.10)$$

където $\lambda_0^* = \lambda_0(1+r_j)$ и $\lambda_0^{2*} = \lambda_0(1+2r_j)$.

Полагаме

$$A = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e^{2i} \sum_{j=0}^{LN-i} C_{LN-i}^j [2e(1-e)]^j (1-e)^{2(LN-i-j)} \quad (4.11)$$

Функцията на плътността на нивото на смущението $P_V(V)$ има вида:

$$P_V(U) = A.L^{-1} \left[\frac{1}{(1+\lambda_0^* U)^j (1+\lambda_0^{2*} U)^i (1+\lambda_0 U)^{LN-i-j}} \right] \quad (4.12)$$

Използваме следната формула за получаване на обратно Лапласово преобразуване [11]:

$$L^{-1} \left[\frac{1}{D(U)} \right] = \sum_{i=1}^n \frac{1}{(m_i-1)!} \lim_{U \rightarrow U_i} \left[\frac{(U-U_i)^{m_i} \exp(UV)}{D(U)} \right]^{(m_i-1)} \quad (4.13)$$

където $D(U) = a_0(U-U_1)^{m_1} \dots (U-U_n)^{m_n}$, a_0 е константа.

Функция $P_V(V)$ добива вида:

$$\begin{aligned}
P_V(V) = A & \left[\frac{1}{(j-1)!} \lim_{U \rightarrow (-1/\lambda_0^*)} \left[\frac{\exp(UV)}{(\lambda_0^*)^j (1 + \lambda_0^{2*} U)^i (1 + \lambda_0 U)^{LN-i-j}} \right]^{(j-1)} + \right. \\
& + \frac{1}{(i-1)!} \lim_{U \rightarrow (-1/\lambda_0^{2*})} \left[\frac{\exp(UV)}{(\lambda_0^{2*})^i (1 + \lambda_0^* U)^j (1 + \lambda_0 U)^{LN-i-j}} \right]^{(i-1)} + \\
& \left. + \frac{1}{(LN-i-j-1)!} \lim_{U \rightarrow (-1/\lambda_0)} \left[\frac{\exp(UV)}{(\lambda_0)^{LN-i-j} (1 + \lambda_0^* U)^j (1 + \lambda_0^{2*} U)^i} \right]^{(LN-i-j-1)} \right]
\end{aligned} \quad (4.14)$$

или

$$P_V(V) = A[P_1(V) + P_2(V) + P_3(V)]$$

Производните на тези изрази се получават посредством формулата [11]:

$$\begin{aligned}
\left(\frac{\exp(VU)}{a^k (1+bU)^m (1+cU)^k} \right)^{(n)} &= \frac{1}{a^k} \sum_{i=0}^n C_n^i (-1)^{n-i} V^i \exp(VU)^* \\
& \sum_{j=0}^{n-i} C_{n-i}^j \frac{(m-1+j)!}{(m-1)!} \frac{b^j}{(1+bU)^{m+j}} \frac{(k+n-i-j-1)!}{(k-1)!} \frac{c^{n-i-j}}{(1+cU)^{k+n-i-j}}
\end{aligned} \quad (4.15)$$

След определянето на производните на изразите се прави граничен преход и се получава:

$$\begin{aligned}
P_1(V) = \frac{1}{(j-1)!} \sum_{a=0}^{j-1} C_{j-1}^a (-1)^{j-1-a} \sum_{b=0}^{j-1-a} C_{j-1-a}^b \frac{(i-1+b)! (LN-i-a-b-2)!}{(i-1)! (LN-i-j-1)!} \\
\frac{(\lambda_0^{2*})^b (\lambda_0)^{j-1-a-b} V^a \exp(-V/\lambda_0)}{(1-\lambda_0^{2*}/\lambda_0^*)^{i+b} (1-\lambda_0/\lambda_0^*)^{LN-i-a-b-1} (\lambda_0^*)^j}
\end{aligned} \quad (4.16)$$

преработвайки изрази се получава:

$$P_1(V) = \sum_{a=0}^{j-1} \frac{V^a \exp(-V/\lambda_0^*)}{a! (\lambda_0^*)^{a+1}} Q_1 \quad (4.17)$$

където

$$Q_1 = (-1)^{LN-j} \sum_{b=0}^{j-1-a} \binom{i-1+b}{b} \binom{LN-i-a-b-2}{LN-i-j-1} \left(\frac{\lambda_0^{2*}}{\lambda_0^* - \lambda_0^*} \right)^{i+b} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0 - \lambda_0^*} \right)^{LN-i-a-b-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^{2*}} \right)^i \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0} \right)^{LN-i-j} \quad (4.18)$$

По подобен начин се получават и

$$P_2(V) = \sum_{a=0}^{i-1} \frac{V^a \exp(-V/\lambda_0^{2*})}{a! (\lambda_0^{2*})^{a+1}} Q_2 \quad (4.19)$$

$$P_3(V) = \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} \frac{V^a \exp(-V/\lambda_0)}{a! (\lambda_0)^{a+1}} Q_3$$

където

$$Q_2 = (-1)^{LN-i} \sum_{b=0}^{i-1-a} \binom{i-1+b}{b} \binom{LN-j-a-b-2}{LN-i-j-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^* - \lambda_0^{2*}} \right)^{j+b} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0 - \lambda_0^{2*}} \right)^{LN-j-a-b-1} \left(\frac{\lambda_0^{2*}}{\lambda_0^*} \right)^j \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0} \right)^{LN-i-j} \quad (4.20)$$

$$Q_3 = (-1)^{i+j} \sum_{b=0}^{LN-i-j-1-a} \binom{j-1+b}{b} \binom{LN-j-a-b-2}{i-1} \left(\frac{\lambda_0^*}{\lambda_0^* - \lambda_0} \right)^{j+b} \left(\frac{\lambda_0^{2*}}{\lambda_0^{2*} - \lambda_0} \right)^{LN-j-a-b-1} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0^{2*}} \right)^i \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_0^*} \right)^j$$

МГФ на оценката на тествания прозорец се намира по аналогичен начин, както $M_V(U)$:

$$M_{q_0}(U) = \sum_{n=1}^L C_L^n e^{2n} \sum_{m=0}^{L-n} C_{L-n}^m [2e(1-e)]^m (1-e)^{2(L-n-m)} \frac{1}{(1+\lambda_s^* U)^m (1+\lambda_s^{2*} U)^n (1+\lambda_s U)^{L-n-m}} \quad (4.21)$$

където: $\lambda_s = \lambda_0(1+s)$, $\lambda_s^* = \lambda_0(1+s+r_j)$, $\lambda_s^{2*} = \lambda_0(1+s+2r_j)$.

Функцията на плътността на нивото на шума $P_q(q_0/H_1)$ се получава посредством обратно Лапласово преобразуване на (4.21).

$$P_q(q_0/H_1) = B_* L^{-1} \left[\frac{1}{(1+\lambda_s^* U)^m (1+\lambda_s^{2*} U)^n (1+\lambda_s U)^{L-n-m}} \right] \quad (4.22)$$

където

$$B = \sum_{n=1}^L C_L^n e^{2n} \sum_{m=0}^{L-n} C_{L-n}^m [2e(1-e)]^m (1-e)^{2(L-n-m)} \quad (4.23)$$

Обратното Лапласово преобразуване на (4.21) добива вида:

$$\begin{aligned} P_q(q_0/H_1) = B_* & \left[\frac{1}{(m-1)!} \lim_{q_0 \rightarrow (-1/\lambda_0^*)} \left[\frac{\exp(Uq_0)}{(\lambda_s^*)^m (1+\lambda_s^{2*} U)^n (1+\lambda_s U)^{L-n-m}} \right]^{(m-1)} + \right. \\ & + \frac{1}{(n-1)!} \lim_{q_0 \rightarrow (-1/\lambda_0^{2*})} \left[\frac{\exp(Uq_0)}{(\lambda_s^{2*})^n (1+\lambda_s^* U)^m (1+\lambda_s U)^{L-n-m}} \right]^{(n-1)} + \\ & \left. + \frac{1}{(L-n-m-1)!} \lim_{q_0 \rightarrow (-1/\lambda_0)} \left[\frac{\exp(Uq_0)}{(\lambda_s)^{L-n-m} (1+\lambda_s^* U)^m (1+\lambda_s^{2*} U)^n} \right]^{(L-n-m-1)} \right] \end{aligned} \quad (4.24)$$

или

$$P_q(q_0/H_1) = B[P_1(q_0) + P_2(q_0) + P_3(q_0)]$$

След определянето на производните на горните изрази се прави граничен преход и се получава:

$$\begin{aligned} P_1(q_0) &= \sum_{c=0}^{m-1} \frac{q_0^c \exp(-q_0/\lambda_s^*)}{c! (\lambda_s^*)^{c+1}} Q_1^s \\ P_2(q_0) &= \sum_{c=0}^{n-1} \frac{q_0^c \exp(-q_0/\lambda_s^{2*})}{c! (\lambda_s^{2*})^{c+1}} Q_2^s \\ P_3(q_0) &= \sum_{ca=0}^{L-n-m-1} \frac{q_0^c \exp(-q/\lambda_s)}{c! (\lambda_s)^{c+1}} Q_3^s \end{aligned} \quad (4.25)$$

където

$$\begin{aligned}
Q_1^s &= (-1)^{L-m} \sum_{d=0}^{m-1-c} \binom{n-1+d}{d} \binom{L-n-c-d-2}{L-n-m-1} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^* - \lambda_s^*} \right)^{n+d} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s - \lambda_s^*} \right)^{L-n-c-d-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^{2*}} \right)^n \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s} \right)^{L-n-m} \\
Q_2^s &= (-1)^{L-n} \sum_{d=0}^{n-1-c} \binom{m-1+d}{d} \binom{L-m-c-d-2}{L-n-m-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^{2*} - \lambda_s^*} \right)^{m+d} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s - \lambda_s^{2*}} \right)^{L-m-c-d-1} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^*} \right)^m \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s} \right)^{L-n-m} \\
Q_3^s &= (-1)^{n+m} \sum_{d=0}^{L-n-m-1-c} \binom{m-1+d}{d} \binom{L-m-c-d-2}{n-1} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* - \lambda_s} \right)^{m+d} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} - \lambda_s} \right)^{L-m-c-d-1} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s^{2*}} \right)^n \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s^*} \right)^m
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Вероятността на правилно откриване на CFAR PI откривателя (4.4) добива вида:

$$P_D = A.B \int_0^\infty [P_1(V) + P_2(V) + P_3(V)] dV \left[\int_{VT_{PI}}^\infty P_1(q_0) dq_0 + \int_{VT_{PI}}^\infty P_2(q_0) dq_0 + \int_{VT_{PI}}^\infty P_3(q_0) dq_0 \right] \tag{4.27}$$

Полагаме

$$I_1 = \int_{VT_{PI}}^\infty P_1(q_0) dq_0 = \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \int_{VT_{PI}}^\infty \frac{q_0^c \exp(-q_0 / \lambda_s^*)}{c! (\lambda_s^*)^{c+1}} dq_0 \tag{4.28}$$

Крайното решение на този интеграл е:

$$I_1(V) = \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s^*} \right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s^*)}{l!} \tag{4.29}$$

За решаването на интеграла I_l се използва следната формула [3, 11]:

$$\int_{VT}^\infty q_0^n \exp(aq_0) dq_0 = \frac{1}{a} \sum_{l=0}^n q_0^l \exp(aq_0) \frac{n!}{l!} \left(\frac{-1}{a} \right)^{n-l} \Big|_{VT}^\infty \tag{4.30}$$

По подобен начин се получават и изразите

$$\begin{aligned}
I_2(V) &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s^{2*}} \right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s^{2*})}{l!} \\
I_3(V) &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s} \right)^l \frac{\exp(-VT_{PI} / \lambda_s)}{l!}
\end{aligned} \tag{4.31}$$

Вероятността на правилно откриване добива вида:

$$P_D = A.B \int_0^\infty [P_1(V) + P_2(V) + P_3(V)] [I_1(V) + I_2(V) + I_3(V)] dV \tag{4.32}$$

или

$$P_D = A.B (F_1 + F_2 + F_3 + \dots + F_9)$$

където

$$\begin{aligned}
F_1 &= \int_0^\infty P_1(V) I_1(V) dV = \\
&= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \frac{1}{l!} \sum_{a=0}^{j-1} \frac{Q_1}{a! (\lambda_0^*)^{a+1}} \int_0^\infty \left(\frac{VT_{PI}}{\lambda_s^*} \right)^l V^a \exp(-V/\lambda_0^*) \exp(-VT_{PI}/\lambda_s^*) dV = \\
&= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \frac{1}{l!} \sum_{a=0}^{j-1} \frac{Q_1}{a! (\lambda_0^*)^{a+1}} \left(\frac{T_{PI}}{\lambda_s^*} \right)^l \left(\frac{\lambda_0^* \lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{a+l+1} \int_0^\infty X_1^{a+l} \exp(-X_1) dX_1
\end{aligned} \tag{4.33}$$

Направено е следното полагане:

$$X_1 = \frac{V(\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI})}{\lambda_0^* \lambda_s^*} \tag{4.34}$$

Посредством формула (4.35) се решава интеграла F_1 .

$$\int_0^\infty X^{n-1} \exp(-X) dX = (n-1)! \tag{4.35}$$

Методика за решаване на F_1 , се използва и при останалите интеграли.

$$\begin{aligned}
F_1 &= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{j-1} Q_1 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_2 &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{j-1} Q_1 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_3 &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^* T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{j-1} Q_1 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0^* T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_4 &= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^{2*} T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{i-1} Q_2 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_5 &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^{2*} T_{PI}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{i-1} Q_2 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_6 &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0^{2*} T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{i-1} Q_2 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0^{2*} T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_7 &= \sum_{c=0}^{m-1} Q_1^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} Q_3 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^*}{\lambda_s^* + \lambda_0 T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_8 &= \sum_{c=0}^{n-1} Q_2^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0 T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} Q_3 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s^{2*}}{\lambda_s^{2*} + \lambda_0 T_{PI}} \right)^{a+1} \\
F_9 &= \sum_{c=0}^{L-n-m-1} Q_3^s \sum_{l=0}^c \left(\frac{\lambda_0 T_{PI}}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}} \right)^l \sum_{a=0}^{LN-i-j-1} Q_3 \binom{a+l}{l} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_s + \lambda_0 T_{PI}} \right)^{a+1}
\end{aligned} \tag{4.36}$$

Вероятността на правилно откриване е:

$$P_D = A.B.(F_1 + F_2 + F_3 + + F_9)$$

където

$$A = \sum_{i=1}^{LN} C_{LN}^i e^{2i} \sum_{j=0}^{LN-i} C_{LN-i}^j [2e(1-e)]^j (1-e)^{2(LN-i-j)} \quad (4.37)$$

$$B = \sum_{n=1}^L C_L^n e^{2n} \sum_{m=0}^{L-n} C_{L-n}^m [2e(1-e)]^m (1-e)^{2(L-n-m)}$$

Вероятността на лъжлива тревога се получава от израза за вероятността на правилно откриване (4.37) след заместване на отношението сигнал/шум с нула ($s=0$).

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Изследване на цензуриращите възможности на цензуриращия алгоритъм, използван в адаптивният ПЧЛТ откривател с некохерентно натрупване на сигнала (API CFAR).

Изследванията са направени в средата на MATLAB. Получени са резултати за:

4. Вероятност на правилно цензуриране. $P[\kappa^* = \kappa]$
5. Вероятност алгоритъмът да спре преди клетките, запълнени с ХИС. $P[\kappa^* < \kappa]$
6. Вероятност алгоритъмът да пропусне няколко или всички импулсни смущения.
 $P[\kappa^* > \kappa]$

Резултатите в табл.4.1 са получени при следните входни параметри:

- a. средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$;
- b. вероятности за поява на ХИС $e_0=0.01, 0.1, 0.3, 0.6, 0.9$;
- c. големина на изследваната извадка $L=16$;
- d. вероятности на лъжливо цензуриране $P_{fc}=10^{-2}, 10^{-4}, 10^{-6}$.

P_{fc}	Вероятности	e_0				
		0.01	0.1	0.3	0.6	0.9
10^{-2}	$\kappa^* = \kappa$	0.8703	0.7789	0.6844	0.7493	0.5214
	$\kappa^* > \kappa$	0.001	0.0071	0.0176	0.0469	0.4574
	$\kappa^* < \kappa$	0.1287	0.2140	0.2980	0.2038	0.0212
10^{-4}	$\kappa^* = \kappa$	0.9948	0.9713	0.9363	0.8504	0.2146
	$\kappa^* > \kappa$	0.0036	0.0192	0.0407	0.1377	0.7859
	$\kappa^* < \kappa$	0.0160	0.0095	0.0230	0.0119	0.0001
10^{-6}	$\kappa^* = \kappa$	0.9952	0.9664	0.9254	0.7273	0.0615
	$\kappa^* > \kappa$	0.0048	0.0328	0.0736	0.2723	0.9385
	$\kappa^* < \kappa$	0	0.0004	0.0010	0.0004	0

Табл.4.1

Резултатите в табл.4.2 са получени при следните входни параметри:

- отношение сигнал/шум $s=20\text{dB}$;
- средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$;
- вероятности за поява на ХИС $e_0=0.01, 0.1, 0.3, 0.6, 0.9$;
- големина на изследваната извадка $L=16$;
- вероятности на лъжливо цензуриране $P_{fc}=10^{-2}, 10^{-4}, 10^{-6}$.

P_{fc}	Вероятности	e_0				
		0.01	0.1	0.3	0.6	0.9
10^{-2}	$\kappa^* = \kappa$	0.8002	0.3900	0.1422	0.0582	0.0179
	$\kappa^* > \kappa$	0.0736	0.4519	0.6735	0.8463	0.9722
	$\kappa^* < \kappa$	0.1262	0.1581	0.1843	0.0955	0.0099
10^{-4}	$\kappa^* = \kappa$	0.8759	0.2928	0.0522	0.0065	0.0002
	$\kappa^* > \kappa$	0.1229	0.7027	0.9432	0.9911	0.9997
	$\kappa^* < \kappa$	0.0012	0.0045	0.0046	0.0024	0.0001
10^{-6}	$\kappa^* = \kappa$	0.8592	0.2288	0.0166	0.0010	0
	$\kappa^* > \kappa$	0.1408	0.7712	0.9832	0.999	1
	$\kappa^* < \kappa$	0	0	0	0.0002	0

Табл.4.2

Резултатите в табл.4.3 са получени при следните входни параметри:

- средна мощност на отношението смущение/шум $r_j=30\text{dB}$;
- вероятности за поява на ХИС $e_0=0.01, 0.1, 0.3, 0.6, 0.9$;
- големина на изследваната извадка $L=32$ и 64 ;
- вероятности на лъжливо цензуриране $P_{fc}=10^{-4}, 10^{-6}$.

L	P_{fc}	Вероятности	e_0				
			0.01	0.1	0.3	0.6	0.9
32	10^{-4}	$\kappa^* = \kappa$	0.9915	0.9060	0.7663	0.7829	0.3841
		$\kappa^* > \kappa$	0.029	0.0123	0.0441	0.1020	0.6131
		$\kappa^* < \kappa$	0.0056	0.0817	0.1896	0.1151	0.0028
	10^{-6}	$\kappa^* = \kappa$	0.9949	0.9529	0.8929	0.8249	0.1613
		$\kappa^* > \kappa$	0.0051	0.0354	0.0627	0.1577	0.8387
		$\kappa^* < \kappa$	0	0.0117	0.0444	0.0174	0
64	10^{-4}	$\kappa^* = \kappa$	0.9741	0.6645	0.3296	0.4182	0.5281
		$\kappa^* > \kappa$	0.0087	0.0258	0.303	0.0724	0.4462
		$\kappa^* < \kappa$	0.0172	0.3097	0.6401	0.5094	0.0257
	10^{-6}	$\kappa^* = \kappa$	0.9875	0.8425	0.5572	0.6280	0.3330
		$\kappa^* > \kappa$	0.0110	0.0384	0.0595	0.1360	0.6651
		$\kappa^* < \kappa$	0.0015	0.1191	0.3833	0.2352	0.0019

Табл.4.3

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Пакет програми, реализиращи изследваните в дисертацията
двумерни ПЧЛТ откриватели, написани за средата на MATLAB

Бинарен ПЧЛТ алгоритъм – CFAR BI

```
function [D]=BI(D1,R,A,M,N,L,Ta);
%CFAR BI Algoritam
%D1-vходна матрица с размери R-range и A-azimut
%M-бинарен prag
%N-клетки по разстояние - обучавашт прозорец в CFAR
%L-клетки по азимут - отговарят на броя импулси на радара
%Ta-skalaren faktor na CFAR BI Procesor
t=1:(R-N);

for i=1:(R-N),           % tsikal za obraborka po razstoianie
    for j=1:(A-L+1),     % tsikal za obrabotka po azimut
        Da=D1(i:i+N,j:j+L-1); % Matritsa obrabotvana ot CFAR, tia e chast ot masiva D1
        z=Da(1+N/2,:);    % Testvan vektor s razmeri 1xL
        V=[Da((1:(N/2)),:); Da(((2+N/2):(1+N)),:)]'; % Obuchavashta izvadka s razmeri NxL
        Hd=sum(V)*Ta;     % Formirane na praga na otkrivatelna
        s=0;
        for k=1:L        %tsikal za otkrivane na edinichni impulsi v kanalite po azimut
            if Hd(k)>z(k)
                pd=0;
            else
                pd=1;
            end
            s=s+pd; %suma na otkritite edinichni impulsi - Binarno Integrirane
        end
        if M>s          % Proverka za nalichie na paket impulsi, izpolzva se praviloto M/L
            P=0;
        else
            P=1;
        end
        PD(i,j)=P;      %Output of CFAR BI
    end
end

figure
plot(t,PD')
%mesh(PD);
title('Output CFAR BI');
%xlabel('Azimuth');
%ylabel('Range cells');
D=PD';
end
```

Цензуриращ бинарен ПЧЛТ алгоритъм – EXC CFAR BI

```

function [D]=EXC_BI(D1,R,A,M,N,L,Ta);
%EXC CFAR BI Algoritam
%D1-vходна матрица с размери R-range и A-azimut
%M-бинарен праг
%N-клетки по разстояние - обучавашт прозорец в CFAR
%L-клетки по азимут - отговарят на броя импулси на радара
%Ta-skalaren faktor na EXC CFAR BI Procesor
Be=2; %prag na Excision
t=1:(R-N);
for i=1:(R-N), % tsikal za obraborka po razstoianie
    for j=1:(A-L+1), % tsikal za obrabotka po azimut
        Da=D1(i:i+N,j:j+L-1); % Matritsa obrabotvana ot CFAR, tia e chast ot masiva D1
        z=Da(1+N/2,:); % Testvan vektor s razmeri 1xL
        V=[Da((1:(N/2)),:); Da(((2+N/2):(1+N)),:);] % Obuchavashta izvadka s razmeri NxL
    % EXCISION
    V1=zeros(L,1);
    for l=1:L
        n1=0;v=0;
        for n=1:N
            if V(n,l)<Be %Proverka i nulirane na elementite nadxvarlili praga Be
                v=v+V(n,l);
                n1=n1+1;
            end
        end
        if n1>0
            V1(l)=v/n1; %Otsenka na nivoto na smushtenieto v obuchavashtia prozorets
        end
    end
    H=Ta*V1; %Formirane na praga na otkrivatela
    Hd=H';
    s=0;
    for k=1:L
        if Hd(k)>z(k) %otkrivane na edinichni impulsi i Binarno Integrirane
            pd=0;
        else
            pd=1;
        end
        s=s+pd;
    end
    if M>s % Proverka za nalichie na paket impulsi, izpolzva se praviloto M/L
        P=0;
    else
        P=1;
    end
    PD(i,j)=P; %Output of EXC CFAR BI
end
end
figure
plot(t,PD')

```



```

mesh(PD);
%title('Output EXC CFAR BI');
%xlabel('Azimuth');
%ylabel('Range cells');
D=PD';
end

```

ПЧЛТ алгоритъм с некохерентно натрупване на сигнала - CFAR PI

```

function [D]=PI(D1,R,A,N,L,Ta);
%CFAR PI Algoritam
%D1-vxodna matritsa s razmeri R-range i A-azimut
%N-kletki po razstoqnie - obuchavasht prozorec v CFAR
%L-kletki po azimut - otgowariat na broia impulsi na radara
%Ta-skalaren faktor na CFAR PI Procesor
t=1:(R-N);
for i=1:(R-N),      % tsikal za obraborka po razstoianie
    for j=1:(A-L+1), % tsikal za obrabotka po azimut
        Da=D1(i:i+N,j:j+L-1); % Matritsa obrabotvana ot CFAR, tia e chast ot masiva D1
        z=Da(1+N/2,:); % Testvan vektor s razmeri 1xL
        V=[Da((1:(N/2)),:); Da(((2+N/2):(1+N)),:); % Obuchavashta izvadka s razmeri NxL

        Hd=sum(sum(V))*Ta; %Prag na CFAR PI otkrivatelja, poluchava se kato proizvedenie
na
        %skalarnia faktor s sumata ot vsichki elementi ot obuchav. izvadka
        z1=sum(z); %Otsenka na nivoto na signala
        if Hd>z1 % Proverka za nalichie na paket impulsi
            P=0;
        else
            P=1;
        end

        PD(i,j)=P; %Output of CFAR PI
    end
end
figure
%plot(t,PD')
mesh(PD);
title('Output CFAR PI');
%xlabel('Azimuth');
%ylabel('Range cells');
D=PD';
end

```

Адаптивен ПЧЛТ алгоритъм с некохерентно натрупване на сигнала - API CFAR

```

function [D]=API(D1,R,A,N,L,Ta,Tx,Tz);
%API CFAR Algoritam
%D1-vходна матрица с размери R-range i A-azimut
%N-kletki po razstoqnie - obuchavasht prozorec v CFAR
%L-kletki po azimut - otgovariat na broia impulsi na radara
%Ta-skalaren faktor na CFAR BI Procesor
%Tx-tsenzurasht koefitsient
%Tz-tsenzurasht koefitsient
t=1:(R-N);
for i=1:(R-N),           % tsikal za obraborka po razstoianie
    for j=1:(A-L+1),     % tsikal za obrabotka po azimut
        Da=D1(i:i+N,j:j+L-1); % Matritsa obrabotvana ot CFAR, tia e chast ot masiva D1
        z=Da(1+N/2,:);      % Testvan vektor s razmeri 1xL
        V=[Da((1:(N/2)),:); Da(((2+N/2):(1+N)),:);] % Obuchavashta izvadka s razmeri NxL
        V1=sort(V);         %sortirane na elementite v obuchavashtia prozorets
        z1=sort(z);         %sortirane na elementite v testvania vektor
        [S1,Br1]=estim(z1,Tz); %Programata estim - tsenzurira elementite sas smushtenie
                                % v testvanata izvadka
                                %S1-e sumata na chistite elementi, Br1-e broia im

        S3=0;
        for q=1:L
            x1=V1(:,q);
            [S2,Br2]=estim(x1,Tx); %tsenzurirane na elementite sas smushtenie
                                    % v obuchavashtata izvadka
            S3=S3+S2; %S3-e sumata na chistite elementi v obuchavashtata izvadka
        end

        Hd=S3*Ta; %Prag na API CFAR otkrivatelja

        if Hd>S1 %Proverka za otkrivane na tsel
            P=0;
        else
            P=1;
        end
        PD(i,j)=P; %Output of CFAR BI
    end
end
figure
%plot(t,PD')
mesh(PD);
title('Output CFAR API');
%xlabel('Azimuth');
%ylabel('Range cells');
D=PD';
End

```

Програма, определяща коефициентите на цензуриране

```
function t=tresh(Pfc,n)
%Програма за получаване на коефициентите за цензуриране
for i=1:(n-1)
    ci=0;
    for j=1:i
        ci=ci+log(n-j+1)-log(j);
    end
    db=(1/i)*(ci-log(Pfc));
    b=exp(db);
    t(i)=(b-1)/(n-i);
end
```

Програма за цензуриране на смущенията

```
function [S,Br]=estim(x,t)
%Програма за цензуриране на клетките запалени със смущение

s=x(1);
Br=1;

kk=0;
for i=1:(size(x(:),1)-1)
    if x(i+1)<s*t(i) %проверка за наличие на смущение
        s=s+x(i+1); %сума на елементите несъдържащи смущение
        Br=Br+1; %брой елементи несъдържащи смущение
    else
        break
    end
end
S=s;
```