

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA

Faculté de Technologie
Département d'Aéronautique

MEMOIRE DE MAGISTER

Spécialité : Aéronautique

DETECTION ADAPTATIVE CFAR APPLIQUEE AU RADAR SECONDAIRE DE
SURVEILLANCE (SSR) POUR L'ELIMINATION DU « FRUIT »

Par

Abdellah BOUIBA

Devant le jury composé de:

A. OULD ALI	Professeur, EMP/B.Bahri	President
M. HAMADOUCHE	Maître de Conférences(A), U. de Boumerdes	Rapporteur
M. LAGHA	Maître de Conférences(A), U. de Blida	Examineur
H. BENCHOUBANE	Maître de Conférences(A), U. de Blida	Examineur

Juin 2012

RESUME

Dans ce mémoire nous étudions un des problèmes standard du Radar de Surveillance Secondaire (SSR), afin d'améliorer les performances de détection des réponses mode A/C dans un environnement « FRUIT ». Nous présenterons un schéma final qui consiste en un processeur CFAR-BI conventionnel à deux dimensions avec une détection simultanée de trois impulsions références. Ce processeur est combiné avec un estimateur des paramètres du FRUIT, nécessaire pour sélectionner automatiquement le facteur d'échelle approprié. Cette procédure garantit le contrôle de la probabilité de fausse alarme constante dans un environnement FRUIT.

Les résultats obtenus montrent que le processeur proposé améliore la détection du signal réponse dans un environnement FRUIT par rapport au détecteur conventionnel.

ABSTRACT

In this work we study one of standard problems of Secondary Surveillance Radar (SSR), to improve the detection performance of replies Mode A/C in a "FRUIT". We will present a final scheme that consists of a conventional BI-CFAR processor in two dimensions with a simultaneous detection of three pulses references. This processor is combined with an estimator of the parameters of FRUIT, necessary to automatically select the appropriate scale factor. This procedure ensures the control of constant false alarm probability in a FRUIT environment.

The results show that the proposed processor improves detection of signal reply in a FRUIT environment compared to conventional detector.

ملخص

درسنا في هذه المذكرة احد المشاكل المألوفة في جهاز الرادار الثانوي, لتحسين فعالية الكشف عن الرد في حالة وجود ردود غير متزامنة. في هذا السياق سنقدم تصميم نهائي يتمثل في حاسوب كشف ذات مردود أخطاء ثابت ذات تكامل رقمي و ثنائي الأبعاد مع كشف متزامن لثلاث دبدبات. هذا الحاسوب يعمل بتنسيق مع مقدر معالم الردود الغير متزامنة, الضروري لانتقاء العامل السلمي المناسب. هذا الإجراء يضمن مراقبة احتمال الكشف الخطأ في بيئة "ردود غير متزامنة".

النتائج المحصل عليها تثبت أن الحاسوب المقدم يحسن كشف الردود في بيئة "ردود غير متزامنة" مقارنة مع الكاشف المستعمل .

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier Mr Hamadouche M'hamed, mon directeur de projet pour m'avoir proposé un sujet de recherche intéressants et pour m'avoir guidé tout au long de mon projet.

Je tiens également à remercier chaleureusement mon amis Benachenhou Kamal pour l'aide précieuse, la patience et le temps qu'il ma consacré tout au long de ce travail.

Je remercie M. le Professeur Ould Ali Abdelaziz ainsi que M. Lagha Mohand et M. Benchoubane Hacine qui ont acceptés de participer au jury de ce mémoire

D'autre part, je n'oublie pas les camarades de l'année théorique : Lazhar, Amine, Reda, Salim, et Hmed avec qui j'ai passé une année très agréables.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à l'équipe pédagogique et administrative du département d'aéronautique de l'université de Blida.

DEDICACES

À la mémoire de Touhami

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES	1
LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX	5
INTRODUCTION	10
CHAPITRE 1 : LES RADARS SECONDAIRES DE SURVEILLANCE...	12
1.1. INTRODUCTION	12
1.2. Les modes classiques	15
1.2.1 Le signal d'interrogation.....	15
1.2.2. Le signal réponse	16
1.2.3. Le transpondeur.....	18
1.2.4. Principaux problèmes du SSR classiques (mode A/C).....	18
1.2.5. Systèmes d'éliminations des interrogations sur les lobes secondaire.....	21
1.2.6. Bilan de liaison.....	23
1.2.7. Détection et décodage.....	27
1.3. Le MONOPULSE (MSSR).....	30
1.4. Le mode sélectif (mode S).....	33
1.4.1. Les signaux d'interrogation.....	33
1.4.2. Les réponses mode S.....	36
1.4.3. Structure des données mode S.....	36
1.4.4. Principales transactions mode S :.....	40
1.5. CONCLUSION.....	41
CHAPITRE 2 : DETECTION CFAR	42
2.1. INTRODUCTION.....	42
2.2. DETECTION A SEUIL FIXE	44
2.2.1. Région de décision	44
2.2.2. Critère de décision (NEYMAN-PEARSON)	46

2.3.	DETECTION ADAPTATIVE A TAUX DE FAUSSE ALARME CONSTANT (CFAR)	47
2.4.	INTEGRATION BINAIRE	52
2.5.	LA SIMULATION « MONTE-CARLO »	55
2.6.	CONCLUSION	55
CHAPITRE 3	: DETECTION SSR/CFAR	56
3.1.	INTRODUCTION.....	56
3.2.	MODELISATION MATHEMATIQUE DES SIGNAUX PARASITES	56
3.2.1.	Le signal a l'entré du détecteur quadratique (E).	57
3.2.2.	Evaluation de la probabilité d'apparition du FRUIT.....	58
3.2.3.	Le signal a la sortie du détecteur quadratique (x).	60
3.3.	DETECTION A SEUIL FIXE POUR UNE SEULE RECURRENCE.	62
3.3.1.	Probabilité de détection.	62
3.3.2.	Probabilité de fausse alarme.	62
3.3.3.	Performance du détecteur à seuil fixe.	63
3.4.	DETECTION BINAIRE A SEUIL FIXE.	64
3.4.1.	Probabilité de détection binaire.	65
3.4.2.	Probabilité de fausse alarme binaire.	66
3.4.3.	Performance du détecteur binaire à seuil fixe.	66
3.5.	DETECTION CA-CFAR: (CELL AVERAGING CFAR)	67
3.5.1.	Probabilité de détection.	67
3.5.2.	Probabilité de fausse alarme.	69
3.5.3.	Estimation adaptative des paramètres du FRUIT (ϵ_0, r).....	69
3.5.3.1	L'algorithme de censure automatique.	70
3.5.3.2	Méthode proposé (censure directe).	71

3.5.3.2.1.	Estimation de la probabilité d'apparition des impulsions FRUIT.....	73
3.5.3.2.2.	Estimation du rapport FRUIT sur bruit (FNR).	74
3.5.3.2.3.	Performance de la censure directe.	74
3.5.4.	Performance du CA-CFAR.	77
3.6	DETECTION CA-CFAR-BI (CELL AVERAGING - CFAR - BINARY INTEGRATION)	79
3.6.1	Probabilité de détection binaire.	80
3.6.2	Probabilité de fausse alarme binaire.	81
3.6.3	Performance du CA-CFAR-BI.	82
3.7.	DETECTION CA-CFAR-BI-2D: (A DEUX DIMENSIONS)	84
3.7.1.	Probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D.	85
3.7.2.	Probabilité de fausse alarme du CA-CFAR-BI-2D.	85
3.7.3.	Performance du CA-CFAR-BI-2D.	86
3.8.	DETECTION CA-CFAR-BI-2D DE DEUX (2) IMPULSIONS (F1 F2) SIMULTANEMENT.....	88
3.8.1	Probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2).	89
3.8.2.	Probabilité de fausse alarme du CA-CFAR-BI-2D (F1F2). ...	90
3.8.3.	Performance du CA-CFAR-BI-2D(F1F2).	91
3.9.	DETECTION CA-CFAR-BI-2D DE TROIS (3) IMPULSIONS SIMULTANEMENT.....	95
3.9.1	Probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I).	96
3.9.2.	Probabilité de fausse alarme du CA-CFAR-BI-2D (3I).	97
3.9.3.	Performance du CA-CFAR-BI-2D (3I).	98
3.10.	CONCLUSION	101
CHAPITRE 4 :	ETUDE DE LA DETECTION (ADAPTATIVE) « CA-CFAR-ABI-2D (3I) » Par le procédé MONTE-CARLO.....	102
4.1.	INTRODUCTION	102
4.2.	ETUDE DES PERFORMANCES DU CA-CFAR- ABI-2D(3I)	102

4.3.	RESULTATS ET DISCUSSIONS	104
	CONCLUSION	109
	LISTE DES ACRONYMES	111
	LISTE DES SYMBOLES.....	113
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	115

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1 : Signal d'interrogation mode A/C.....	13
Figure 1.2 : Signal réponse mode A/C.....	13
Figure 1.3 : Synoptique de la chaine radar secondaire.....	14
Figure 1.4 : L'arrangement de impulsions réponses.....	16
Figure 1.5 : Réponse mode A (4321)	16
Figure 1.6 : Réponse mode C (altitude=5200ft).....	17
Figure 1.7: Illustration du garble.....	18
Figure 1.8 : Illustration du FRUIT.....	19
Figure 1.9 : Le multi trajet.....	20
Figure 1.10 : Les cibles fantômes.....	21
Figure 1.11: Diagramme de rayonnement du SSR et système ISLS	22
Figure 1.12 : Niveau minimal de déclenchement (MTL, DMTL)	25
Figure 1.13 : Niveau minimal de déclenchement dynamique (DMTL) pour les réponses A/C.....	26
Figure 1.14 : Niveau minimal de déclenchement dynamique (DMTL) pour les réponses mode S.....	26
Figure 1.15 : Détecteur des impulsions d'encadrement	27
Figure 1.16 : Apparitions des cibles fantômes à partir de deux cibles adjacentes ...	28
Figure 1.17 : coïncidence C2-SPI	28
Figure 1.18 : Détection et décodage synchrone.....	29
Figure 1.19 : Diagramme de rayonnement de l'antenne MONOPULSE.....	31
Figure 1.20 : Fonction d'écartométrie.....	31
Figure 1.21 : Circuit proposé d'écartomètre.....	32
Figure 1.22 : Interrogation ROLL CALL.....	35
Figure 1.23 : Modulation DPSK de l'impulsion P6.....	35
Figure 1.24 : Format de la réponse mode S.....	36
Figure 1.25 : Réponse type mode S.....	36
Figure 1.26 : Sommaire des formas d'interrogations mode S.....	38
Figure 1.27 : Sommaire des formas de réponse mode S.....	39
Figure 1.28 : Transactions inter-modes et «appel général» mode s seulement	40

Figure 1.29 : Transactions adressées de surveillance et de communication de longueur standard.....	40
Figure 1.30 : Transactions de communication de longue durée.....	40
Figure 1.31 : Transactions de service et de squitters air-air.....	.41
Figure 2.1 : Régions de décision.....	44
Figure 2.2 : Probabilité des erreurs de détection ; probabilité de non détection et probabilité de fausse alarme	46
Figure 2.3 : Schéma synoptique fondamental du processeur CFAR	48
Figure 2.4 : Schéma synoptique du processeur CA/GO/SO-CFAR.....	49
Figure 2.5 : Schéma synoptique du processeur OS-CFAR.....	.51
Figure 2.6 : Passage du lobe principal d'une antenne radar sur une cible.....	53
Figure 2.7 : Schémas synoptique du détecteur binaire.....	53
Figure 3.1 : Le détecteur quadratique à seuil fixe	56
Figure 3.2 : Le signal à l'entrer du récepteur.....	57
Figure 3.3 : Feuille de mesure du fruit dans la région de LOS ANGELES.....	58
Figure 3.4 : Trajet sur lequel la mesure de la fréquence moyenne d'apparition du FRUIT à été établis.....	59
Figure 3.5 : Pd et Pfa pour une détection à une seule récurrence, en fonction du seuil de détection.....	64
Figure 3.6 : Schémas synoptique du détecteur binaire à seuil fixe.....	65
Figure 3.7 : Pd et Pfa pour une détection binaire en fonction du seuil de détection.....	66
Figure 3.8 : Le schéma synoptique de l'estimateur par la censure automatique.....	71
Figure 3.9 : La probabilité de censure et de fausse censure en fonction du seuil de détection	72
Figure 3.10 : Schémas synoptique de l'estimateur du FRUIT	73
Figure 3.11 : Signal simulé avec $\epsilon_0 = 0.05$ et $r=50\text{dB}$	75
Figure 3.12 : Simulation de ϵ_0 et du FNR pour 1000 cellule test adjacentes	75
Figure 3.13 : Estimation de ϵ_0 et du FNR pour 1000 cellule test adjacentes par la censure direct (N=600)	76
Figure 3.14: Estimation de ϵ_0 et du FNR pour 1000 cellule test adjacentes par la censure direct (N=6000)	76
Figure 3.15 : La probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,05$, $N=16$	78

Figure 3.16 : La probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50\text{dB}$ et $N=16$	78
Figure 3.17 : La probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$ et $\epsilon_0 = 0,02...0,05$ et $N=16$	79
Figure 3.18 : Schémas synoptique du détecteur CA-CFAR-BI.....	80
Figure 3.19-a : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	82
Figure 3.19-b : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=96$	82
Figure 3.20 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50\text{dB}$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	83
Figure 3.21 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	83
Figure 3.22 : Schémas synoptique du détecteur CA-CFAR-BI-2D.....	84
Figure 3.23 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$ et $L=6$ et $N=16$	86
Figure 3.24 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50\text{dB}$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	87
Figure 3.25 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	87
Figure 3.26 : Schémas synoptique du détecteur CA-CFAR-BI-2D-F1F2.....	89
Figure 3.27 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	91
Figure 3.28 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...53\text{dB}$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	92
Figure 3.29 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$	92
Figure 3.30 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...53\text{dB}$, $M=4$, $L=6$ et $N=32$	93
Figure 3.31 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=32$	93
Figure 3.32 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50\text{dB}$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$	94

Figure 3.33 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$	94
Figure 3.34 : détection d'au moins une impulsion code.....	96
Figure 3.35 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D-(3I) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$	98
Figure 3.36 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17 \dots 50\text{dB}$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-6}$	99
Figure 3.37 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-6}$	99
Figure 3.38 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17 \dots 50\text{dB}$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-10}$	100
Figure 3.39 : La probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-10}$	108
Figure 4.1: L'organigramme de la simulation Monte-Carlo.....	103
Figure 4.2 : La probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$	105
Figure 4.3 : La probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=39\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$	105
Figure 4.4 : La probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=28\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$	106
Figure 4.5: La probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=17\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$	106
Figure 4.6: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=06\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$	107

Figure 4.7: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=0\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$	107
Figure 4.8: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=0\text{dB}$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$ Avec une estimation majoré a $\epsilon_0 = 0,02$ et $r=9\text{dB}$	108
Tableau 1.1 : Mode d'interrogation du radar secondaire classique.	15
Tableau 1.2 : Tableau codeur d'altitude annexe 10 OACI.	17
Tableau 1.3 : Bilan de liaison « cible-radar »	24
Tableau 1.4: Bilan de liaison « radar-cible »	26
Tableau 1.5 : Probabilité de détection d'au moins six réponses.....	30
Tableau 1.6 : Probabilité de détection d'au moins deux réponses.....	30
Tableau 1.7 : Forme des impulsions d'interrogations inter-modes et mode S.....	34
Tableau 1.8 : Les interrogations mode S.....	34
Tableau 1.9 : Structure des données mode S.....	37
Tableau 2.1 : Les erreurs de détection	44
Tableau 2.2 : Effet du détecteur binaire sur les performances de détection.....	54
Tableau 4.1 : La probabilité de fausse alarme $P_{fa_{3IA}}$ imposé par l'erreur d'estimation pour les différents paramètres FRUIT.	104

INTRODUCTION

Un radar secondaire permet d'obtenir des aéronefs équipés de transpondeurs, des informations sur leurs identités ainsi que d'autres informations telles que l'altitude, signalisation des pannes radios, détournement, détresse... .

Les radars secondaires sont utilisés à la fois dans des applications civiles et militaires, en tant que radar de surveillance (SSR) ou radar anti-collision (ACAS). La Convention sur l'Aviation Civile Internationale, appelée encore norme OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale) définit un protocole de communication pour les radars secondaires dans son annexe 10 (Télécommunications Aéronautiques), volume IV (Radar de surveillance et systèmes anti-collision). La norme OACI définit plusieurs modes d'interrogation, tels que les modes A, C et S. Le mode S se distingue des modes A et C en ce qu'il permet une interrogation sélective des avions par l'emploi d'un numéro d'identification propre à chaque avion. Toutefois, les interrogations et les réponses du mode S sont longues par rapport aux interrogations et aux réponses en mode A ou C.

On distingue habituellement, parmi les réponses arrivant sur une antenne radar secondaire, les réponses dites synchrones qui sont les réponses des transpondeurs, situées dans le lobe d'interrogation du radar aux interrogations de ce radar, et les réponses dites asynchrones ou FRUIT (False Replies Un-synchronized In Time), qui sont les réponses des transpondeurs à des interrogations provenant d'autres radars.

Il est bien connu que la détection des impulsions réponses dans le récepteur SSR se fait par rapport à un seuil fixe, qui est ajusté pour éliminer les fausses alarmes causés par le bruit du récepteur, cependant ce seuil permet la détection des réponses asynchrones qui peuvent s'avérer intense notamment dans l'application à la surveillance de la navigation aérienne, où la densité d'avions a proximité d'un aéroport international par exemple peut être très forte et le nombre de radars secondaires très élevé. Si rien n'est fait pour éliminer ces réponses asynchrones, le traitement de l'ensemble des réponses (synchrones et asynchrones), en aval du récepteur, peut être saturé.

Pour éliminer les réponses asynchrones, un dispositif appelé défruiteur est utilisé, permettant au radar secondaire d'éliminer parmi toutes les réponses reçues, celles qui ne sont pas les réponses à ses propres interrogations.

Le défruiteur comporte un filtre synchrone qui vérifie que les réponses reçues au cours des périodes d'écoute suivant chacune des interrogations, sont synchrones avec les interrogations du radar. L'interrogation et la période d'écoute la suivant constituent ce qui est appelé une récurrence. Le filtre synchrone vérifie donc si les réponses sont reçues au même instant (temps séparant l'interrogation de la réponse) de leur récurrence.

Dans notre mémoire nous allons étudier la détection adaptative CFAR appliquée au radar secondaire de surveillance pour l'élimination des réponses asynchrones. Pour cela nous allons introduire un traitement CFAR en poste détection quadratique, afin d'éliminer ces impulsions interférentes avant tout traitement de décodage et éviter ainsi la saturation du décodeur.

Pour cela notre travail va être structuré autour de quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre concerne les généralités sur le radar secondaire de surveillance, telles que le principe de fonctionnement, les principaux problèmes de détection et l'évolution des solutions apporter par les concepteurs.

Dans le deuxième chapitre nous étudions le principe de détection sur la base du critère NEYMAN-PEARSON pour un seuil fixe et pour une détection à taux de fausse alarme constant (TFAC) (dans la littérature anglo-saxonne Constant False Alarm Rate : CFAR).

Le troisième chapitre comporte l'essentiel de notre travail, il commence par la modélisation du problème puis l'application des détecteurs à seuil fixe et des détecteurs CFAR en passant par l'estimateur des paramètres FRUIT.

Le quatrième chapitre est destiné à la validation des résultats par la méthode MONTE-CARLO.

CHAPITRE 1

LE RADAR SECONDAIRE DE SURVEILLANCE

1.1. Introduction

Le radar (RAdio Detection And Ranging) de contrôle aérien est un instrument qui a pour objet de détecter, suivre et guider les aéronefs dans leur espace de vol. On distingue deux principaux types : Le radar primaire (PSR) et le radar secondaire de surveillance (SSR)

Le radar primaire utilise le principe d'émission d'une énergie électromagnétique, par des impulsions très courtes et détecte les impulsions échos réfléchies par les cibles. La position, la vitesse radiale et l'angle d'azimut d'une cible sont alors déterminés sans que celle-ci ne soit identifiée.

Le radar secondaire de surveillance est utilisé pour l'identification des cibles et la surveillance de l'espace aérien. Son principe est basé sur les modes d'interrogations et les réponses associées retransmises par les transpondeurs embarqués.

Le radar secondaire, ou bien l'IFF (Identification Friend Foe) est un système destiné à faciliter l'identification d'un mobile et l'obtention d'autres informations que sa position. Le système se compose essentiellement:

- Au sol : d'un interrogateur associé au radar primaire (antennes liées mécaniquement)
- À bord : d'une antenne omnidirectionnelle associée au répondeur.

Interrogé sur un mode déterminé, le répondeur IFF de bord (ou transpondeur en aviation civile) répond par une suite d'impulsions HF qui forment un code destiné à être décodé par l'équipement au sol délivrant ainsi l'information désirée.

Les signaux d'interrogations, comme le montre la Figure 1.1, sont constitués par une paire d'impulsions P1 et P3 de fréquence 1030 MHz et de puissance crête de 1 à 2 kW. L'espacement entre ces deux impulsions détermine le mode d'interrogation (l'impulsion P2 a une fonction qui sera définie plus loin).

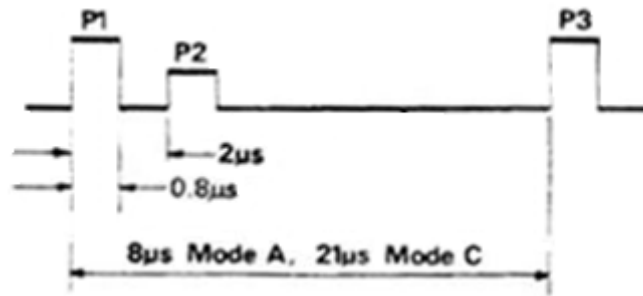


Figure 1.1 : Signal d'interrogation mode A/C

Le signal réponse est constitué d'un train d'Impulsions de fréquence 1090 MHz comprenant (Figure 1.2) :

- deux impulsions d'encadrement espacées de 20,3 μ s toujours présentes.
- douze impulsions espacées de 1,45 μ s, qui sont présentes ou non suivant le code utilisé.
- L'impulsion spéciale de positionnement « Special Position Indicator SPI », qui est transmise a la demande du contrôleur.
- L'impulsion X, qui n'est plus utilisée, et qui indiquais la position du train d'atterrissage.

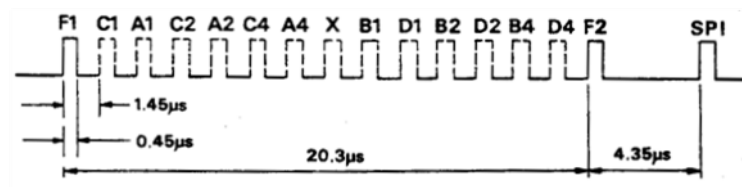


Figure 1.2 : signal réponse mode A/C

Les principaux modes d'interrogation et les réponses associées sont les modes 1, 2, 3/A, C, et le plus récent, le mode S (sélectif), qui permet par un protocole de communication différent un échange plus riche en information ainsi que d'autres avantages qui seront décrits à la fin de ce chapitre. Les modes B et D ne sont plus utilisés.

Les signaux reçus par l'interrogateur subissent différents traitements avant d'être décodés. L'association de cette information à celle issue du radar primaire permet d'apporter une aide précieuse à toutes les opérations

d'identification et de contrôle des objets détectés. La Figure 1.3 illustre la synoptique de la chaine de communication radar secondaire-transpondeur.

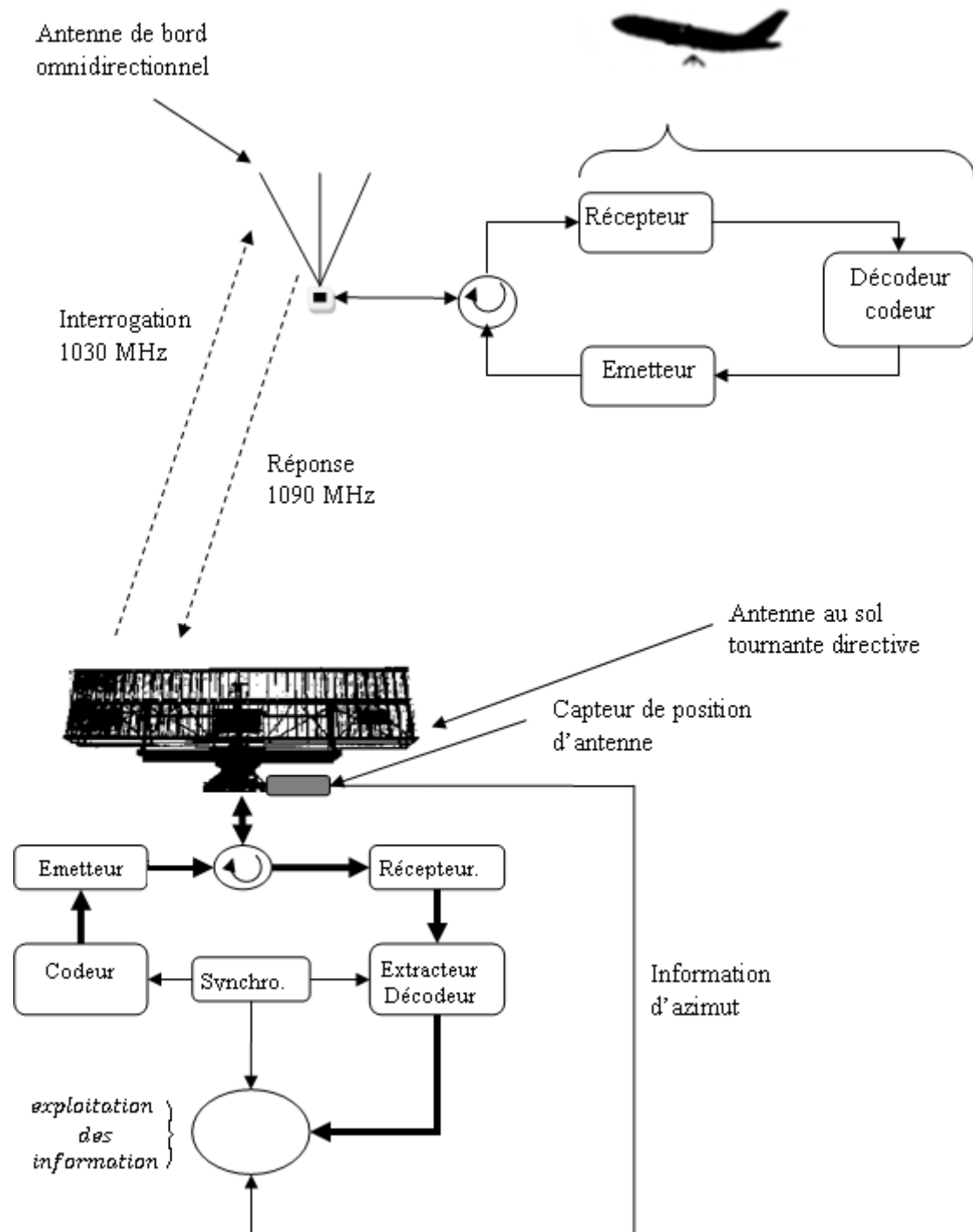


Figure 1.3 : synoptique de la chaine radar secondaire

On peut distinguer selon le protocole de communication deux modes d'interrogations du radar secondaire :

- Les modes classiques 1, 2, 3/A, C
- Le mode sélectif (mode S)

1.2. Les modes classiques

1.2.1. Le signal d'interrogation

Le signal d'interrogation transmit de la station sol vers l'avion à la fréquence 1030MHz illustré sur la Figure 1.1, comprend trois impulsions P1, P2 et P3 chacune de durée de 0,8µs. L'espacement entre P1 et P3 dépend du mode d'interrogation alors que l'espacement entre P1 et P2 est fixe (2µs).

Le Tableau 1.1 met en évidence les différents modes avec l'espacement adéquat P1-P3

Tableau 1.1 : mode d'interrogation du radar secondaire classique.

MODE	espacement P1-P3 en µs	Utilisation	utilisateur
1	3	Identification ; 32 codes sur deux bits (00 à 73)	Militaire
2	5	Identification ; 4096 codes sur quatre bits (0000 à 7777).	Militaire
3/A	8	Identification ; 4096 codes sur quatre bits (0000 à 7777).	civile /militaire
C	21	Altitude ; 1278 codes altitudes sur quatre bits (de -1,000 a +126,700 pieds avec incrément de 100 pieds)	Civile

Les modes A et C sont les principaux modes utilisés en aviation civile, on les utilise généralement de façon alterné (mode A/C) par exemple : A A C C A A C C....

L'impulsion P2 est utilisée pour que le transpondeur supprime les interrogations émises par les lobes secondaires au moyen du système « ISLS ».

1.2.2. Le signal réponse

Les signaux réponses générés par les transpondeurs à la fréquence 1090MHz sont composés de deux impulsions d'encadrement F1 et F2 contenant 12 impulsions de données désignées par A, B, C, D suivi d'un suffixe 1, 2, 4, le signal contient aussi l'impulsion « SPI » et l'impulsion X.

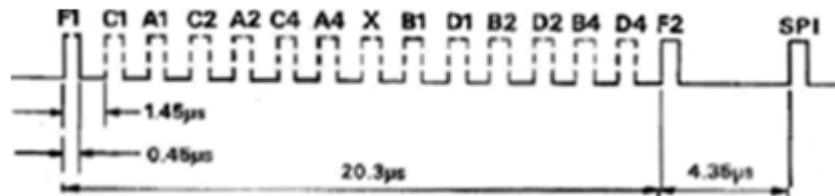


Figure 1.4 : L'arrangement de impulsions réponses

Les 12 impulsions de données A1 A2 A4 B1 B2 B4 C1 C2 C4 D1 D2 D4 permette d'allouée 4096 (2^{12}) possibilités de codes réponse.

➤ Réponse mode A

Pour les réponses en mode A toutes les 4096 possibilités de code sont utilisées. Le code identité est extrait du signal réponses en prenant la valeur octal des impulsions de réponse dans l'ordre ABCD tel que :

$$A = (A1 \times 1) + (A2 \times 2) + (A4 \times 4)$$

$$B = (B1 \times 1) + (B2 \times 2) + (B4 \times 4)$$

$$C = (C1 \times 1) + (C2 \times 2) + (C4 \times 4)$$

$$D = (D1 \times 1) + (D2 \times 2) + (D4 \times 4)$$

Par exemple prenons la réponse mode A suivante :

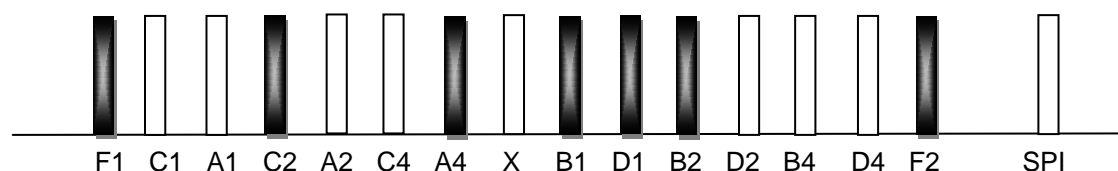


Figure 1.5 : Réponse mode A (4321)

A=4, B=3, C=2, D=1 : Donc le code est **4321**

Le code mode A permet de donner une identité à chaque avion, pour cela le pilote doit introduire le code identité de l'avion, attribué par l'organisme de navigation aérienne « ATC » lors de la préparation du plan de vol.

➤ Réponse mode C

Une interrogation en mode C entraîne une réponse qui indique l'altitude de l'avion. Pour cela seulement 2048 possibilités de code sont utilisées pour transmettre une altitude qui peut varier de -1000 ft à 121000 ft avec un pas de 100 ft.

Le signal d'altitude est obtenu par l'**alticodeur** qui attribue à chaque altitude un code spécifique par le billet d'un Tableau codeur [1], par exemple :

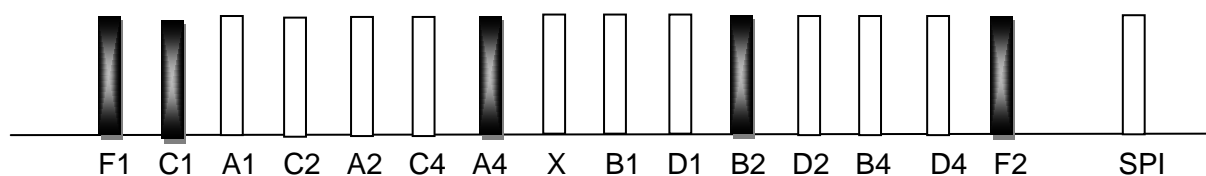


Figure 1.6 : Réponse mode C (altitude=5200ft)

ABCD=4210 correspond à l'altitude 5200ft selon le Tableau codeur d'altitude OACI.

Tableau 1.2 : tableau codeur d'altitude annexe 10 OACI.

PLAGE	POSITION DES IMPULSIONS (0 ou 1 indique, pour chaque position, respectivement l'absence ou la présence d'une impulsion)									C ₁	C ₂	C ₄
	INTERVALLES (Pieds)	D ₂	D ₄	A ₁	A ₂	A ₄	B ₁	B ₂	B ₄			
4 750 à 4 850	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	
4 850 à 4 950	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	
4 950 à 5 050	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	
5 050 à 5 150	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	
→ 5 150 à 5 250	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	
5 250 à 5 350	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	
5 350 à 5 450	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	
5 450 à 5 550	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	
5 550 à 5 650	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	
5 650 à 5 750	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	
5 750 à 5 850	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	
5 850 à 5 950	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	

1.2.3. Le transpondeur

Le transpondeur installé sur l'avion assure la réception et le décodage du mode d'interrogation puis la transmission de la réponse adéquate, il comprend essentiellement trois éléments :

- Une antenne omnidirectionnelle.
- Un récepteur calé sur 1030 MHz relié a un décodeur du mode d'interrogation.
- Un émetteur calé sur 1090 MHz modulé par un train d'impulsion provenant soit du codeur d'identification ou bien de l'alticodéur.

1.2.4. Principaux problèmes du SSR classiques (mode A/C):

1.2.4.1. Garbling : « Altération synchrone »

L'interrogation en mode A/C n'est pas sélective. Donc tous les avions qui se trouve a l'intérieur du lobe principale répondent a l'interrogation ce qui cause un entrelacement des réponses dans le cas ou deux avion sont très proche ($3 \text{ km} \cong 20,3 \mu\text{s}$).

La technique MONOPULSE a largement contribué à la limitation du Garbling, mais avec la croissance du trafic aérien l'immigration vers le mode sélectif (mode S) est devenue une nécessité.

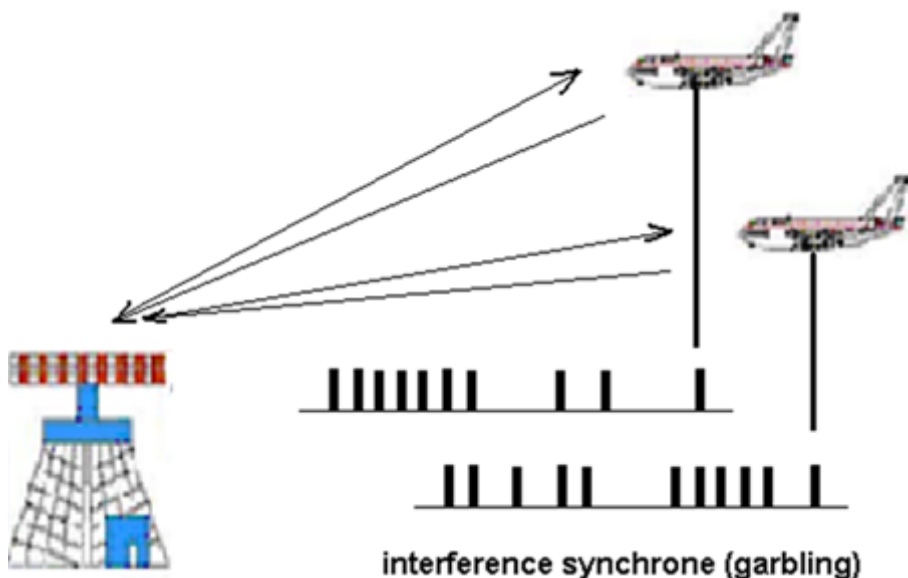


Figure 1.7: Illustration du garble

1.2.4.2. FRUIT « Altération Asynchrone »

Le FRUIT (False Replies Un-synchronized In Time) est l'ensemble des réponses reçues par le radar secondaire, sans que celui-ci n'ait transmis une interrogation. Examinant la Figure 1.8 :

L'interrogateur B interroge l'avion 1 qui lui répond correctement. Bien que cette réponse est destinée à l'interrogateur B, l'interrogateur A la reçoit aussi (r1).

L'interrogateur A interroge l'avion 2 qui lui répond correctement (r2), mais cette réponse est altérée par la réponse (r1) de l'avion 1.

La cadence d'interrogation (IRF-Interrogation Repetition Frequency) de A et de B sont différentes, donc la réponse interférente (de l'avion 1) est asynchrone par rapport à la réponse désirée (avion 2), c'est cette propriété qui va être exploitée pour éliminer cette interférence.

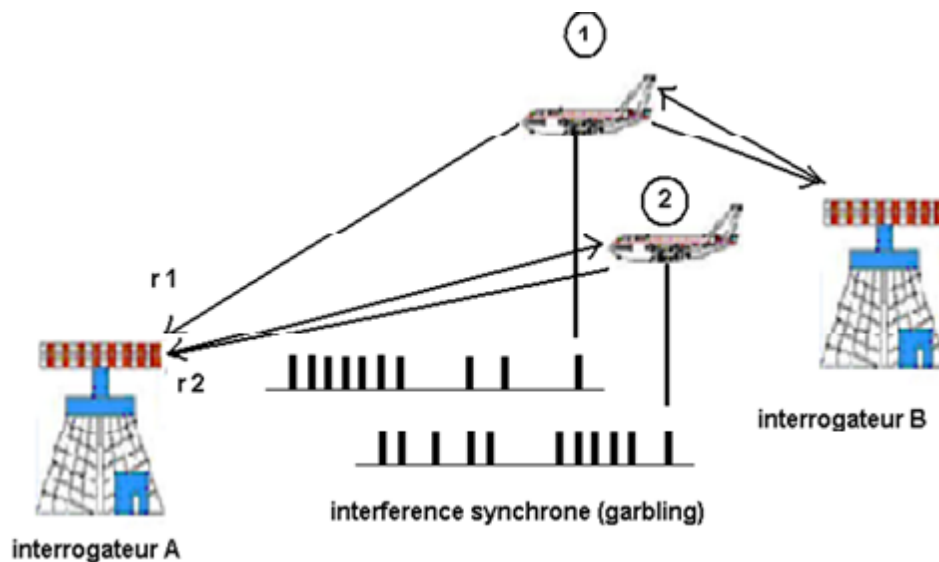


Figure 1.8 : Illustration du FRUIT

D'autres systèmes peuvent interférer de la même manière :

- ACAS
- ADS-B

Le processus utilisé pour effectuer le filtrage synchrone des réponses est appelé « DEFRUITER », il repose sur la technique de la fenêtre glissante (sliding windows).

1.2.4.3. Pas de réponse

Différentes situations peuvent se présenter pour le cas de pas de réponse :

- Le transpondeur répond à une autre interrogation.
- Le transpondeur en mode temps mort (Dead Time).
- Interrogation sur un lobe secondaire.
- Saturation du transpondeur.
- Interruption du transpondeur :
 - Interruption par un autre équipement (DME, ACAS).
 - Séquence d'interrogation invalide (mode S).
- Antenne du transpondeur masqué.

1.2.4.4. Le Multi trajet

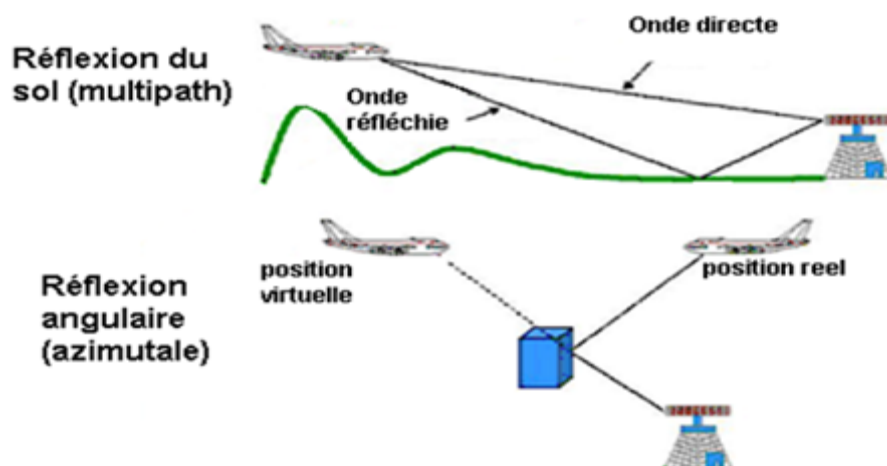


Figure 1.9 : Le multi trajet

La réflexion des signaux d'interrogations et de réponses, sur des bâtiments ou bien sur le sol peuvent induire en erreur le radar secondaire sur la position de l'avion et crée ainsi des cible fantôme. Le système IISLS (ISLS amélioré) a considérablement contribué à l'élimination de ce type de problème.

1.2.4.5. Les cible fantômes

La détection des réponses en mode A/C repose sur le fait que celle-ci sont encadrer par les impulsions F1 et F2 (séparées de 20,3 μ s), se qui inclus que la présence de l'impulsion **SPI** sur une réponse isolé, ou bien la présence de plusieurs réponses successives très proches ou entrelacées, provoque la détection de fausses impulsions d'encadrements, cette détection est dite fantôme.

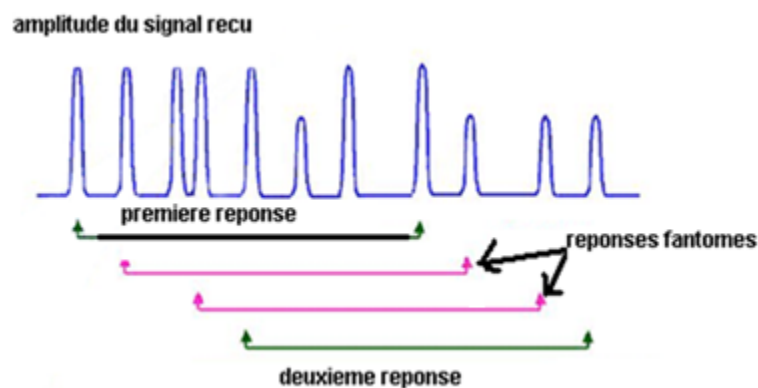


Figure 1.10 : Les cibles fantômes

1.2.5. Systèmes d'éliminations des interrogations sur le lobe secondaire

1.2.5.1. Système « ISLS »

La suppression des interrogations sur les lobes secondaire (Interrogation path Side-Lobe Suppression) est basée sur la génération de l'impulsion P2 nommé impulsion de contrôle, qui est rayonnée dans toutes les directions sauf dans la direction du lobe principale comme indiqué sur la Figure 1.11. De cette manière le transpondeur pourra différencier entre une interrogation transmise par le lobe principale et une interrogation transmise par un lobe secondaire en comparant l'amplitude de P1 à l'amplitude de P2 :

- Si $\text{amp}(P1) > \text{amp}(P2)$ alors l'interrogation est transmise par le lobe principale, elle est donc prise en considération.
- Sinon elle est transmise par un lobe secondaire, elle sera donc ignoré.

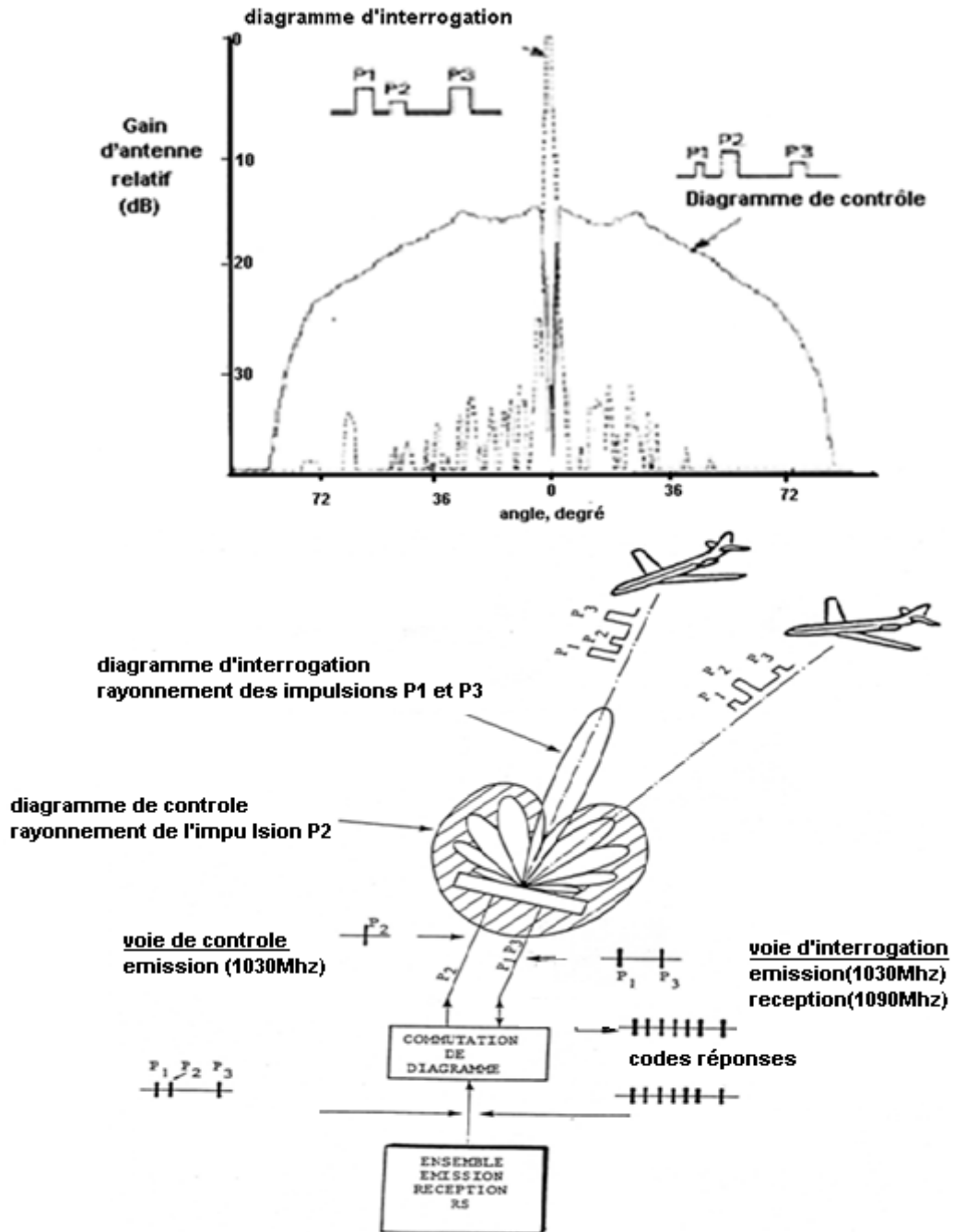


Figure 1.11: diagramme de rayonnement du SSR et système ISLS

1.2.5.2. Système « IISLS »

Le système IISLS (Improved Interrogation path Side-Lobe Suppression) est une amélioration du système ISLS, il consiste à simuler une suppression des interrogations sur les lobes secondaires par l'émission de deux impulsions P1' et P2' indépendantes de P1 et P2, sur l'antenne de contrôle et qui vont inhiber les transpondeurs ne se trouvant pas sur le lobe principal.

L'inconvénient de ce système est que cette inhibition va réduire au silence tout les transpondeur interroger par d'autres SSR, pour cette raison ce système n'est utilisé que dans certaine direction ou le risque d'avoir un multi trajet est grand.

1.2.6. Bilan de liaison

Il y a deux liaisons distinctes à définir :

- Liaison radar-cible $\frac{p_{rt}}{p_{ei}} = \frac{1}{(4\pi)^2} \times \frac{G_i \cdot G_t \cdot \lambda_a^2}{R^2} = \alpha \cdot G_i \cdot G_t$
- Liaison cible-radar $\frac{p_{ri}}{p_{et}} = \frac{1}{(4\pi)^2} \times \frac{G_t \cdot G_i \cdot \lambda_a^2}{R^2} = \alpha \cdot G_t \cdot G_i$

Où :

p_{ei} : Puissance crête d'émission de l'interrogateur

p_{et} : Puissance crête d'émission du transpondeur

p_{ri} : Puissance reçue par l'interrogateur

p_{rt} : Puissance reçue par le transpondeur

G_i : Gain de l'antenne de l'interrogateur

G_t : Gain de l'antenne du transpondeur

λ_a : Longueur d'onde utilisée

$\lambda_a = 0.29\text{m}$ pour $F=1030\text{MHz}$, $\lambda_a = 0.275\text{m}$ pour $F=1090\text{MHz}$.

R : Distance radar cible

α : Pertes entre aériens

En ajoutant les Pertes additionnelles L :

- Puissance reçue par le transpondeur

$$p_{rt} = \frac{p_{ei} \cdot G_i \cdot G_t}{L} \times \frac{\lambda_a^2}{(4\pi R)^2}$$

- Puissance reçue par l'interrogateur

$$p_{ri} = \frac{p_{et} \cdot G_i \cdot G_t}{L} \times \frac{\lambda_a^2}{(4\pi R)^2}$$

1.2.6.1. Liaison cible-radar

➤ Pertes dans la liaison

En plus de la perte majeure que nous allons noter β_1 , d'autres pertes additionnelles (L) interviennent, elles seront notées β_2 , β_3 , β_4 et β_5 .

- ✓ β_1 : Perte entre aériens : Prenant $\lambda_a=0.275$ m et $R=200\text{MN}=370\text{Km}$

$$\beta_1 = \frac{\lambda_a^2}{(4\pi R)^2} = (6 \times 10^{-8})^2 \rightarrow \beta_1(\text{dB}) = 20 \log(6 \times 10^{-8}) = -144,6 \text{ dB}$$

- ✓ β_2 : Perte dans la ligne de transmission entre les ensembles E/R (émetteur récepteur) et les aériens : cette perte est de -3 dB
- ✓ β_3 : Pertes dues à l'atténuation atmosphérique (0,005 dB/Km en bande L)
- ✓ β_4 : Perte due à la diminution du gain d'antenne à partir de l'élévation $0,25^\circ$.
- ✓ β_5 : Perte due à la réduction du gain pour les cibles proches. Cette atténuation sert à limiter la puissance des impulsions reçues par les transpondeurs très proches.

➤ La puissance au niveau du radar

L'OACI impose une puissance d'émission minimale du transpondeur de 125W (21dBW).

Tableau 1.3 : bilan de liaison « cible-radar » [2]

	distance			
	0,5 NM	100 NM	200 NM	250 NM
Puissance émise par le transpondeur	+24 dBW Ou +54dBm	+24 dBW Ou +54dBm	+24 dBW Ou +54dBm	+24 dBW Ou +54dBm
Gain d'antenne en réception	+27 dB	+27 dB	+27 dB	+27 dB
β_1	-92,5dB	-138,6 dB	-144,6 dB	-146,5 dB
β_2	-3dB	-3dB	-3dB	-3dB
β_3	0,0dB	-0,9dB	-1,4dB	-1,6dB
β_4	-3,5dB	-3,5dB	-3,5dB	-3,5dB
β_5	-22dB	-10,9 dB	-4,3 dB	-2,1 dB
Puissance du signal reçu	-40dBm	-76 dBm	-76 dBm	-76 dBm

➤ Caractéristique du récepteur du radar

Au niveau du récepteur la puissance du bruit (P_b) est évalué par l'expression :

$$P_b = K \times T \times \Delta F \times Fb$$

Avec :

- ✓ Facteur de bruit: $Fb = 12 \text{ dB}$.
- ✓ La bande passante doit permettre le passage sans distorsion d'un front montant de l'impulsion de $0.1 \mu\text{s}$; donc $\Delta F = 10 \text{ MHz}$.
- ✓ La température ambiante ; $T \approx 300^\circ\text{k}$.
- ✓ K constantes de Boltzmann.

$$P_b = 1,38. 10^{-23} \times 300 \times 10^7 \times 16 \text{ W}$$

$$P_b \approx 4,14 \times 16 \times 10^{-11} \text{ W} = -91,79 \text{ dBm}$$

➤ Le seuil minimal détectable du récepteur (MTL)

La valeur du seuil minimal détectable (Minimum Triggering Level) prend la valeur typique « -80dBm », cette valeur est inférieure à la magnitude du signal reçu d'au minimum 4 dBm, et elle est supérieure au bruit d'environ 10dBm.

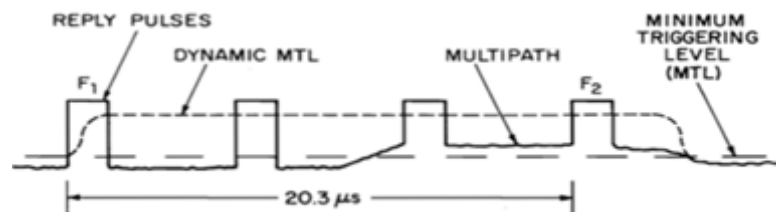


Figure 1.12 : niveau minimal de déclenchement (MTL, DMTL)

➤ Le seuil dynamique (DMTL) :

Le seuil dynamique (dynamic minimum threshold level, DMTL) a été introduit pour éliminer le multi trajet, il est activé si le signal vidéo dépasse le seuil MTL de 12dB. Le nouveau seuil est ajusté pour garder un dépassement de 9dB pour le radar secondaire classique et de 6dB pour le radar secondaire mode S.

L'inconvénient du DMTL est qu'il peut éliminer des réponses faibles entrelacées avec des réponses fortes. La méthode d'interrogation par « chuchotement » [5] est utilisée pour parvenir à avoir des réponses de même niveau de puissance.

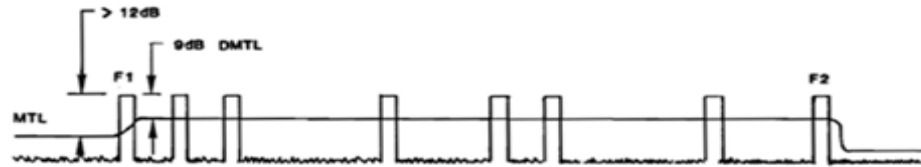


Figure 1.13 : niveau minimal de déclenchement dynamique (DMTL) mode A/C)

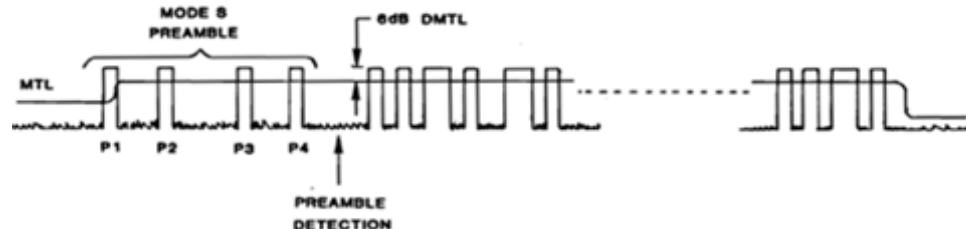


Figure 1.14 : niveau minimal de déclenchement dynamique (DMTL) mode S

1.2.6.2. Liaison radar-cible

➤ La puissance au niveau de la cible :

Pour limiter les interrogations reçues par les avions hors porté, l'OACI a plafonné à 52.5 dBW, la puissance émise par le Radar Secondaire.

Tableau 1.4: bilan de liaison « radar-cible »

	distance			
	0,5 NM	100 NM	200 NM	250 NM
Puissance émise par le radar	+52,5 dBW Ou +82,5dBm	+52,5 dBW Ou +82,5dBm	+52,5 dBW Ou +82,5dBm	+52,5 dBW Ou +82,5dBm
β_1 :	-92,5dB	-138,6 dB	-144,6 dB	-146,5 dB
β_3 :	0,0dB	-0,9dB	-1,4dB	-1,6dB
β_4 :	-3,5dB	-3,5dB	-3,5dB	-3,5dB
Puissance du signal reçu	-13dBm	-60 dBm	-66,7dBm	-68,9 dBm

➤ Caractéristique de réception du transpondeur :

Au niveau du récepteur la puissance du bruit (P_b) est évalué par l'expression :

$$P_b = K \times T \times \Delta F \times Fb$$

Avec :

- ✓ $T \approx 270^\circ\text{K}$
- ✓ $F_b, \Delta F$ et K garde les mêmes valeurs que pour un récepteur sol.

$$P_b = 1,38 \cdot 10^{-23} \times 270 \times 10^7 \times 16 \quad \text{W}$$

$$P_b = 5,96 \times 10^{-11} \text{W} = -92,25 \text{dBm}$$

➤ Le seuil minimal détectable du transpondeur

Fixé par l'OACI à $MTL = -71 \text{dBm}$, cette valeur est inférieure à la magnitude du signal reçu d'au minimum 2dBm , et elle est supérieure au bruit d'environ 20dBm .

1.2.7. Détection et décodage

1.2.7.1. Détection des impulsions d'encadrements F1 et F2

Le premier pas est de détecter la présence possible des réponses en introduisant le signal vidéo reçu dans un registre à décalage de $20,3 \mu\text{s}$ (Figure 1.15) avec une porte AND qui détecte simultanément les deux impulsions F1 et F2 l'une à l'entrée du registre et l'autre à sa sortie.

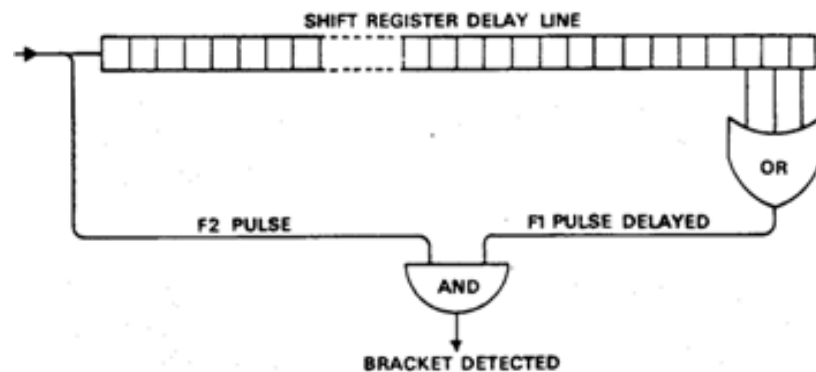


Figure 1.15 : détecteur des impulsions d'encadrement

Une tolérance sur la durée entre F1 et F2 est permise [1] Cette tolérance est réalisée par une porte OR à plusieurs entrées.

Le problème des cibles fantômes est limité par deux circuits : Un circuit qui ignore toutes les réponses détectées entre deux réponses entrelacées ou bien successives (Figure 1.16), et un autre circuit, qui annule toute seconde détection située à $4,35 \mu\text{s}$ après une première détection (Figure 1.17 : coïncidence C2-SPI).

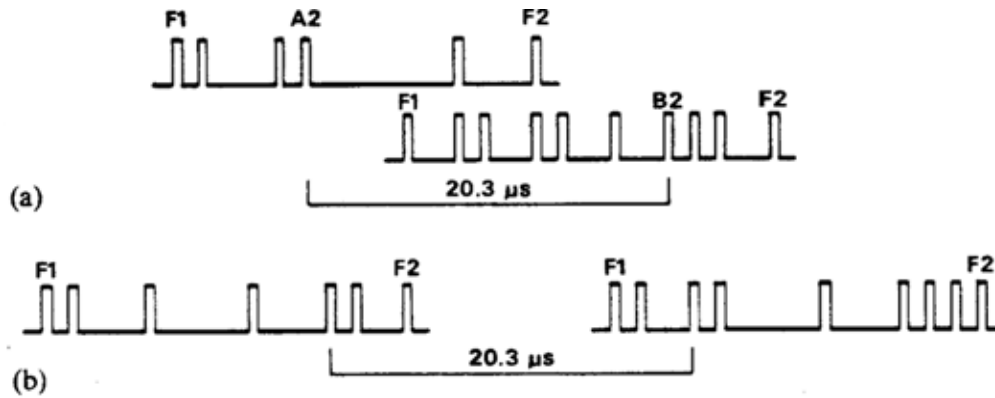


Figure 1.16 : apparitions des cibles fantômes à partir de deux cibles adjacentes

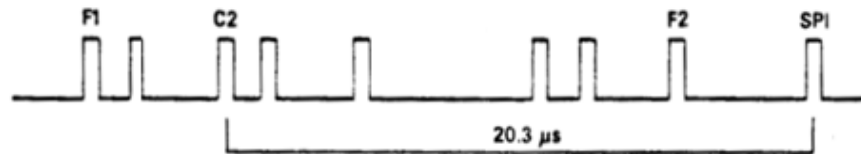


Figure 1.17 : apparitions des cibles fantômes à partir de la coïncidence C2-SPI

1.2.7.2. Décodage des réponses

Dès la détection des impulsions d'encadrement une lecture sur le registre a décalage est opérée. Ce code de 13 impulsions est décodé selon le mode d'interrogation (A ou C) et orienté vers l'affichage.

Pendant il faut noter qu'en cas d'entrelacement des réponses, ce code peut être erroné.

Dans le cas où l'entrelacement est asynchrone (FRUIT), la corrélation des réponses par le procédé de la fenêtre glissante (sliding windows) permet d'avoir le bon code, par contre si l'entrelacement est synchrone (garble) il devient très difficile de déterminer le bon code. Le développement de la technique MONOPULSE a permis de réduire considérablement ce problème.

1.2.7.3. La fenêtre glissante

Le processus général de détection synchrone, comme il est décrit sur la Figure 1.18 est réalisé essentiellement par la mémorisation et la corrélation des réponses détectées. Ces réponses sont rangées selon leurs positions dans des

cellules mémoires, avec création d'un nouvel espace mémoire après chaque interrogation.

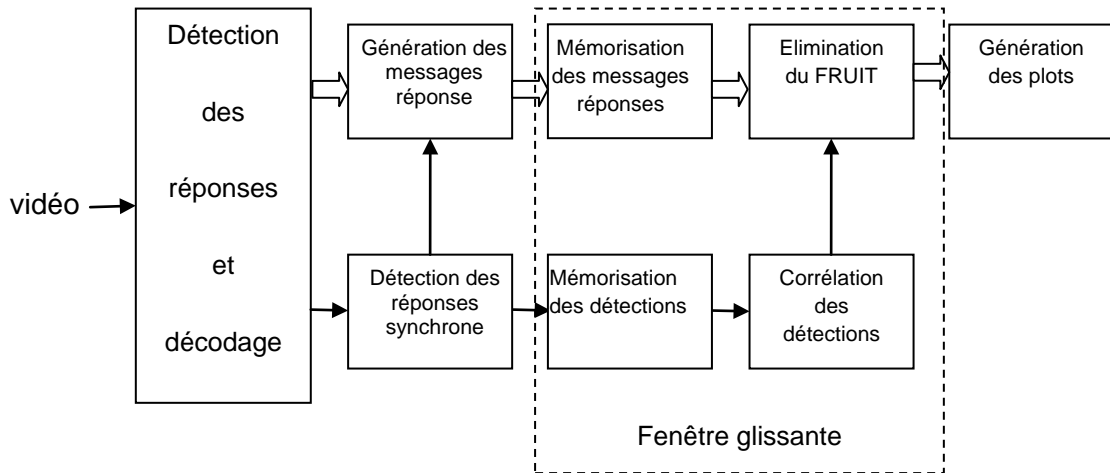


Figure 1.18 : détection et décodage synchrone

Un critère de M réponses détectées successivement sur les N cellules de la fenêtre (typiquement 6 sur 12) est imposé pour confirmer la présence d'une cible et déclencher la génération du plot dans la position médiane entre la première et la dernière détection.

1.2.7.4. Probabilité de détection

La probabilité de détection d'une réponse dépend de la probabilité de réponse du transpondeur et du nombre minimal de réponses nécessaire pour déterminer qu'une cible existe. Ces paramètres sont relatés par l'expression suivante:

$$p_{dr} = \sum_{j=M}^L \frac{L!}{j! (L-j)!} p_j (1-p)^{L-j}$$

Où :

- p_{dr} : Probabilité de détection d'une réponse
- L : Longueur de la fenêtre glissante
- M : Nombre minimal de réponses
- p : probabilité de réponse du transpondeur

Pour le mode SSR conventionnel la longueur de la fenêtre glissante, est d'au minimum six récurrences .Le Tableau 1.5 résume le calcul pour une détection avec fenêtre glissante.

Tableau 1.5 : Probabilité de détection d'au moins six réponses

<i>Window length</i>	<i>Probability of at least six replies</i>		
	<i>Reply probability</i>		
	<i>0.80</i>	<i>0.90</i>	<i>0.95</i>
6	0.262	0.531	0.735
7	0.577	0.850	0.956
8	0.797	0.962	0.9942
9	0.914	0.9917	0.99936
10	0.967	0.9984	0.999936
11	0.988	0.99970	0.9999942
12	0.9961	0.999950	0.9999995

Dans le cas du MONOPULSE la longueur de la fenêtre glissante requise diminue (deux), grâce à l'information d'azimut de chaque impulsion réponse (Tableau 1.6).

Tableau 1.6 : Probabilité de détection d'au moins deux réponses

<i>Window length</i>	<i>Probability of at least two replies</i>		
	<i>Reply probability</i>		
	<i>0.80</i>	<i>0.90</i>	<i>0.95</i>
2	0.64	0.81	0.903
3	0.896	0.972	0.9928
4	0.973	0.9963	0.99952
5	0.9933	0.99954	0.999970
6	0.99840	0.999945	0.9999982

1.3. Le MONOPULSE (MSSR) :

La principale utilité de la technique MONOPULSE est d'extraire une information précise de l'azimut d'une cible à partir d'une seule réponse, alors que dans le SSR traditionnel, l'azimut est déduit après intégration de 6 à 8 réponses.

La technique MONOPULSE utilise deux diagrammes de rayonnement, le diagramme somme (Σ) et le diagramme différence (Δ) en plus du diagramme de contrôle comme illustrer dans la Figure 1.19.

Le diagramme somme (Σ) est utiliser en émission (interrogation) et les deux diagrammes (Σ et Δ) sont utilisés en réception. Ainsi la réception sur ces deux diagrammes des impulsions de réponse, permet de donner une information précise de l'azimut de chaque impulsion.

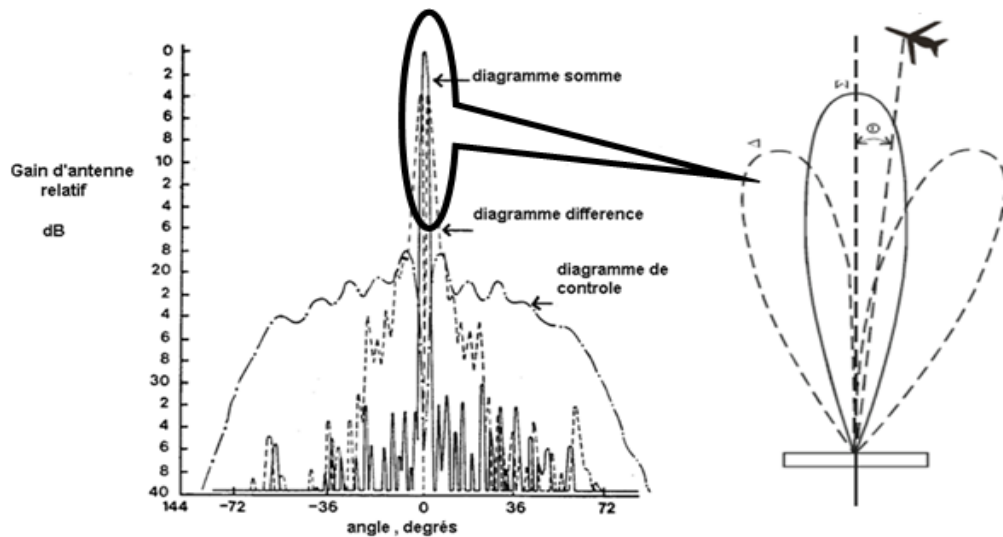


Figure 1.19 : diagramme de rayonnement de l'antenne MONOPULSE

Sur la Figure 1.19 est décrit l'angle θ , qui est l'angle de dépointage de l'objectif (Off-Boresight Angle OBA), il est déduit comme le montre la Figure 1.20 (a) et (b) de la fonction d'écartométrie : $f(\theta) = \Delta/\Sigma$.

La fonction d'écartométrie $f(\theta)$ Dépend des caractéristiques de l'antenne.

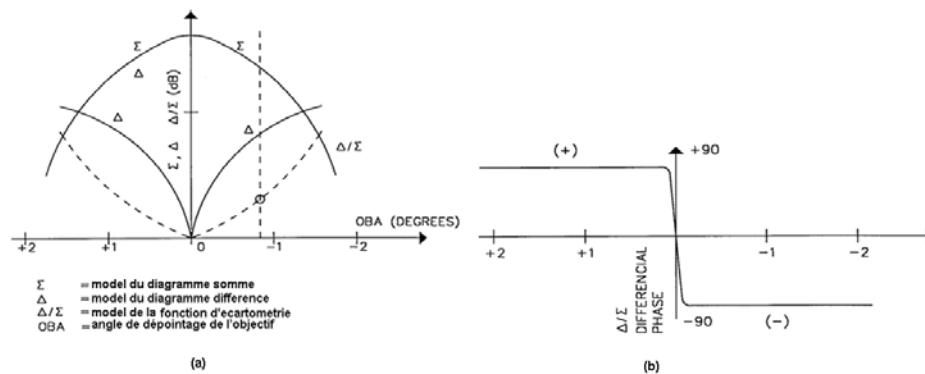


Figure 1.20 : fonction d'écartométrie

Il est illustré sur la Figure 1.21 le schéma synoptique « type » d'un récepteur MONOPULSE, à sa sortie, les impulsions reçues et détectées sur le lobe principal (Σ vidéo out) sont délivrées avec une information sur l'OBA de chaque impulsion et une information supplémentaire pour l'élimination des impulsions reçues sur les lobes secondaires (Ω vidéo out), ce signal est aussi appelé Receiver Side Lobe Suppression (RSLS) .

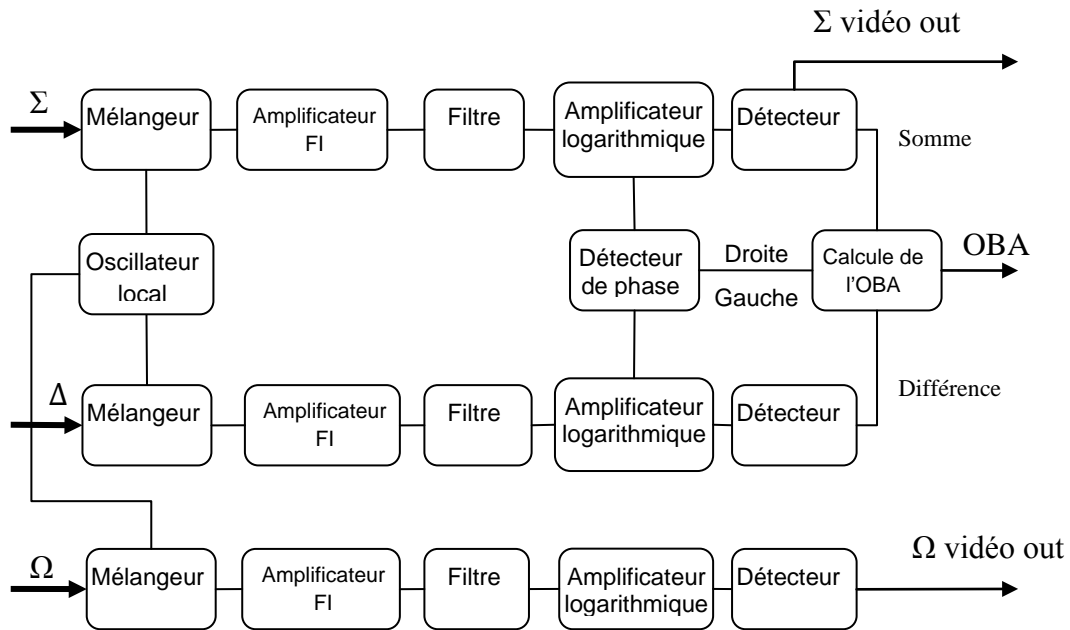


Figure 1.21 : circuit proposé d'écartomètre

➤ RSLS (Receiver Side Lobe Suppression)

Si nous revenant sur la définition du FRUIT. C'est l'ensemble des réponses reçus par le radar secondaire, sans que celui ci n'ait transmit une interrogation. Ces réponses peuvent être reçues sur le lobe principal ou bien sur les lobes secondaire du diagramme somme (Σ), pratiquement la majorité (deux tiers, 2/3) du FRUIT est reçue sur les lobes secondaires.

Ont peut détecter la réception du FRUIT sur les lobes secondaire, en utilisant en réception le diagramme de contrôle (Ω) et en comparant les impulsions issu de ce diagramme aux impulsions issu du diagramme d'interrogation (somme Σ) :

;Si $\text{imp}(\Sigma) > \text{imp}(\Omega)$ alors l'impulsion vient du lobe principale, sinon elle vient d'un lobe secondaire.

Il est plus prudent de marquer cette impulsion que de l'éliminer, car il est possible que cette impulsion masque une autre impulsion faible issue du lobe principale.

1.4. Le mode sélectif (mode S)

Avec l'accroissement de l'industrie aéronautique, Le radar secondaire mode A/C d'identification des aéronefs et de leurs altitudes arrive à sa limite d'exploitation. En effet le nombre d'avion a considérablement augmenter, or plus d'avion veut dire plus de garble et plus de FRUIT, aussi ce mode ne peut avoir qu'un nombre limiter de code d'identification (4096 codes).

Interroger un avion, sans risquer qu'un autre nous réponde et le moyen le plus efficace pour lutter contre le garble, c'est la première caractéristique du mode S.

Le mode S permet un codage d'identification sur 24-bits (16, 777, 216 possibilité de code), aussi un échange plus riche en information dans les deux sens (avion-station et station-avion), des informations très utiles qui peuvent donner la situation aérienne en temps réel, non seulement aux contrôleurs mais aussi aux différents avions équipés d'un transpondeur mode S.

La principale contrainte au le développement du mode S est de garantir la compatibilité avec le mode classique (A/C), pour assurer une transition graduelle vers le nouveau mode.

1.4.1. Les signaux d'interrogation

L'interrogation Mode S est très semblable à l'interrogation du Mode A/C, la fréquence d'émission reste 1030 MHz et il y a deux types différents d'interrogation : l'appel individuel (ROLL CALL) et l'appel général (ALL CALL).

Les interrogations ALL CALL obtiennent des réponses de tout les avions qui se trouvent dans le lobe principal.

Les interrogations ROLL CALL sont adressées sélectivement à un seul transpondeur Mode S, en utilisant les 24-bit d'adresse unique assigné à chaque avion. Seulement l'avions adressé Répond.

Les interrogations ALL CALL et ROLL CALL sont utilisées alternativement, pour reconnaître les codes identificateur des avions présent sur le lobe principal, puis les interroger un a un.

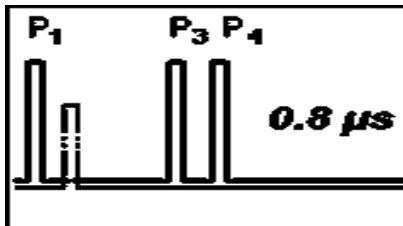
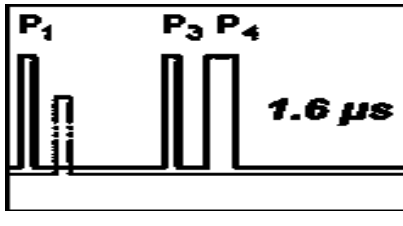
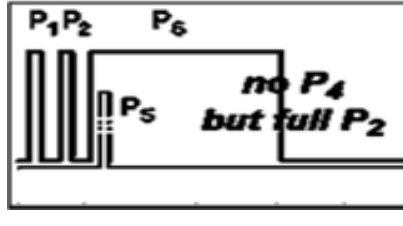
Les interrogations intermodes et mode S se composent d'une séquence d'impulsions P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , P_5 et P_6 . Les formes de ces impulsions seront conformes au Tableau 1.7 [1] :

Tableau 1.7 : forme des impulsions d'interrogations inter-modes et mode S

Impulsion	Durée	Tolérance de durée	(Durée d'établissement)		(Durée d'extinction)	
			Min.	Max.	Min.	Max.
P_1, P_2, P_3, P_5	0,8	$\pm 0,1$	0,05	0,1	0,05	0,2
P_4 (courte)	0,8	$\pm 0,1$	0,05	0,1	0,05	0,2
P_4 (longue)	1,6	$\pm 0,1$	0,05	0,1	0,05	0,2
P_6 (courte)	16,25	$\pm 0,25$	0,05	0,1	0,05	0,2
P_6 (longue)	30,25	$\pm 0,25$	0,05	0,1	0,05	0,2

Le Tableau 1.8 illustre les différents types d'interrogations, que peut émettre un radar secondaire mode S, et les réponses associées, selon le type du transpondeur :

Tableau 1.8 les interrogations mode S

Type d'interrogation	Format des impulsions (largeur de P_4)	Type de réponse	
		Transpondeur mode S	Transpondeur mode A/C
Interrogation «ALL CALL» modes A/C		Pas de réponse	Réponse mode A/C
Interrogation «ALL CALL» modes A/C/S		Réponse mode S	Réponse mode A/C
Interrogation modes S		Réponse mode S	Pas de réponse

➤ Les interrogations ALL CALL

L'interrogation ALL CALL est reconnue par la présence de l'impulsion p4. La durée de cette impulsion désigne le mode de l'interrogation ALL CALL (only A/C ou A/C/S). L'absence de P4 indique une interrogation classique (A/C), ce qui implique une réponse classique quelque soit le type de transpondeur présent (mode S, A/C)

➤ Les interrogations ROLL CALL (sélective)

Les impulsions p1 et p2 de l'interrogation mode S, ont la même puissance (émises toute les deux par le diagramme somme Σ), ce qui activera le system ISLS du transpondeur SSR classique (A/C) pour ignorer cette interrogation. Donc seulement les transpondeurs mode S répondent à cette interrogation.

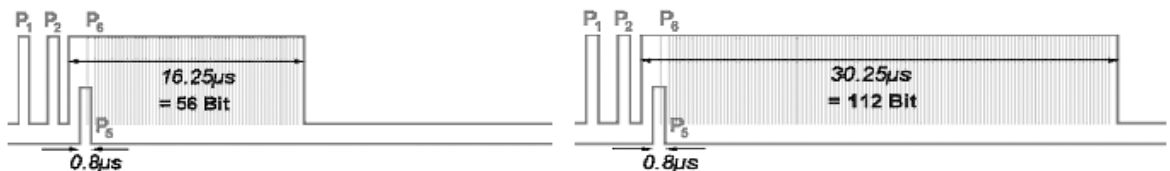


Figure 1.22 : interrogation ROLL CALL

La durée de l'impulsion P6 et de 16.25µs ou bien de 30.25µs, elle contient des données modulées en DPSK avec une fréquence de 4MHz, ce qui nous donne largement la possibilité de transmettre un paquet de 56 ou 112 bit. La première inversion de phase marque le début de la trame de données, elle se situe dans l'intervalle compris entre 1,20 et 1,30 µs suivant le bord avant de l'impulsion P6. Chaque inversion de phase marque un (1) Un binaire, s'il n'y a pas d'inversion de phase alors on a un zéro.

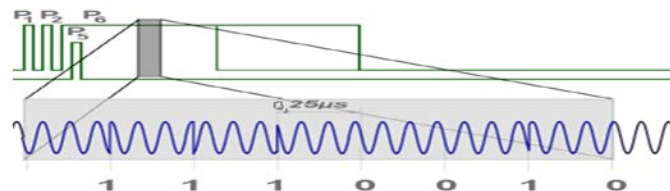


Figure 1.23 : modulation DPSK de l'impulsion P6

L'impulsion P5 est émise par le diagramme omnidirectionnel (Ω) pour jouer le rôle de l'impulsion P2 (radar secondaire classique), c.à.d, l'élimination des lobes secondaire. Si l'impulsion P5 est plus puissante que l'impulsion P6, elle va brouiller le premier saut de phase, et la suite de la trame sera perdue.

1.4.2. Les réponses mode S

Suite a une interrogation ALL CALL A/C/S OU ROLL CALL, le transpondeur mode S répond par un signal constitué d'un préambule de 8 μ s et d'un signal utile (Bloc de données) de 56 ou 112 μ s, selon l'interrogation :

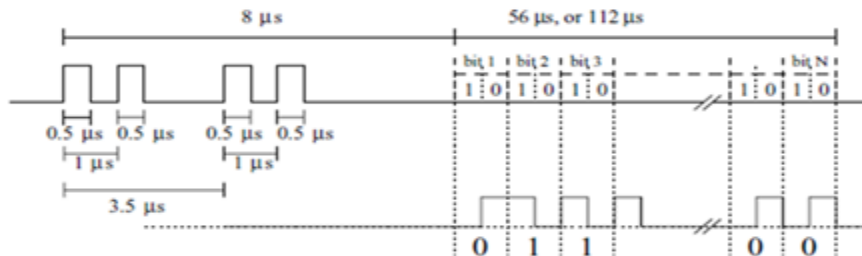


Figure 1.24 : Format de la réponse mode S

- Le préambule : 4 impulsions de 0,5 μ s disposer comme le montre la Figure 1.24
- Bloc de données : le bloc de données est modulé en PPM (Pulse Position Modulation) à la fréquence de 1 MHz. Une impulsion transmise dans la première moitié de l'intervalle représentera un bit UN, tandis qu'une impulsion transmise dans la seconde moitié représentera un bit ZÉRO.

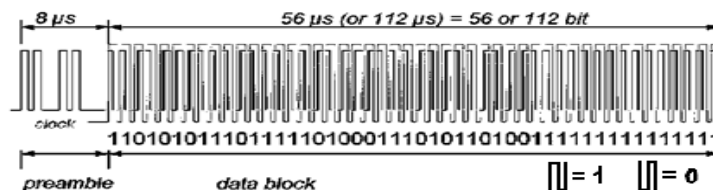


Figure 1.25 : Réponse type mode S

1.4.3. Structure des données mode S

Toutes les transmissions mode S contiendront en plus du champ de données, deux champs essentiels. L'un de ces champs est un descripteur qui définira uniquement le format de la transmission. Il apparaîtra au début de la transmission, quel que soit le format. Les descripteurs seront désignés par les champs UF (format montant) ou DF (format descendant). Le deuxième champ essentiel sera un champ de 24 bits qui apparaîtra à la fin de chaque transmission et contiendra l'information de parité. Ils sont désignés par AP (adresse/parité) ou PI (parité/identificateur d'interrogateur).

Tableau 1.9 Structure des données mode S

Champs descripteur	Champs de données	Champs parité/identificateur
5 ou 2 bits	27 ou 83 bits	24 bits

➤ Champs descripteurs

- ✓ UF - Format montant : Ce champ (qui comporte 5 bits sauf dans le format 24 où il en comporte 2) servira de descripteur du format montant dans toutes les interrogations mode S et sera codé conformément à la Figure 1.26.
- ✓ DF - Format descendant : Ce champ (qui comporte 5 bits sauf dans le format 24 où il en comporte 2) servira de descripteur du format descendant dans toutes les réponses mode S et sera codé conformément à la Figure 1.27.

➤ Champs parité/identificateur (Protection contre les erreurs)

Le codage de contrôle de parité sera utilisé dans les interrogations et les réponses mode S pour assurer une protection contre les erreurs. Une séquence de 24 bits de contrôle de parité sera produite et intégrée dans le champ formé par les 24 derniers bits de toutes les transmissions mode S. Les 24 bits de contrôle de parité seront soit combinés au codage de l'adresse, ou bien au codage de l'identificateur d'interrogateur. La combinaison ainsi obtenue constitue soit le champ AP (adresse/parité), ou bien le champ PI (parité/identificateur d'interrogateur).

- ✓ AP -Adresse/parité : Ce champ de 24 bits (33-56 ou 89-112) apparaîtra dans tous les formats montants et dans les formats descendants actuellement définis, sauf pour la réponse «appel général» mode S seulement dans le format 11 (DF = 11). Ce champ contiendra les bits de parité en surimpression sur l'adresse de l'aéronef.
- ✓ PI - Parité/identificateur d'interrogateur : Ce champ descendant de 24 bits (33-56) ou (89-112) comportera les bits de parité en surimpression sur le code d'identité d'interrogateur, et apparaîtra dans la réponse «appel général» mode S (DF = 11) et dans le squitter long (DF-17).

N° de format	UF								
0	00000	3	RL:1	4	AQ:1	18	AP:24	... Surveillance air-air courte (ACAS)	
1	00001	27 ou 83					AP:24		
2	00010	27 ou 83					AP:24		
3	00011	27 ou 83					AP:24		
4	00100	PC:3	RR:5	DI:3	SD:16	AP:24	... Surveillance, demande d'altitude		
5	00101	PC:3	RR:5	DI:3	SD:16	AP:24	... Surveillance, demande d'identité		
6	00110	27 ou 83					AP:24		
7	00111	27 ou 83					AP:24		
8	01000	27 ou 83					AP:24		
9	01001	27 ou 83					AP:24		
10	01010	27 ou 83					AP:24		
11	01011	PR:4	IC:4	CL:3	16	AP:24	... Appel général mode S seulement		
12	01100	27 ou 83					AP:24		
13	01101	27 ou 83					AP:24		
14	01110	27 ou 83					AP:24		
15	01111	27 ou 83					AP:24		
16	10000	3	RL:1	4	AQ:1	18	MU:56	AP:24	... Surveillance air-air longue (ACAS)
17	10001	27 ou 83					AP:24		
18	10010	27 ou 83					AP:24		
19	10011	27 ou 83					AP:24		
20	10100	PC:3	RR:5	DI:3	SD:16	MA:56	AP:24	... Comm-A, demande d'altitude	
21	10101	PC:3	RR:5	DI:3	SD:16	MA:56	AP:24	... Comm-A, demande d'identité	
22	10110	27 ou 83					AP:24		
23	10111	27 ou 83					AP:24		
24	11	RC:2	NC:4	MC:80	AP:24	... Comm-C (ELM)			

NOTES:

1. **XX:M** champ «XX» auquel sont assignés M bits.
2. **N** espace de codage non assigné avec N bits disponibles. Ces bits seront codés 0 pour la transmission.
3. Pour les formats montants (UF) de 0 à 23, le numéro correspond au code binaire des 5 premiers bits de l'interrogation. Le numéro 24 est défini comme étant le format commençant par «11» aux deux premières positions de bit, tandis que les 3 bits suivants varient selon la teneur de l'interrogation.
4. Tous les formats sont représentés pour donner une image complète, mais un certain nombre d'entre eux ne sont pas utilisés. Les formats qui n'ont pas actuellement d'application ne sont pas définis quant à leur longueur. Selon l'assignation qui leur sera donnée ultérieurement, ils pourront être courts (56 bits) ou longs (112 bits). Les formats réservés pour les différents types d'application du mode S sont définis plus loin.
5. Les champs PC, RR, DI et SD ne s'appliquent pas aux interrogations de diffusion de Comm-A.

Figure 1.26: sommaire des formats d'interrogations mode S

N° de format	DF									
0	0000	VS:1	7	RL:4	2	AC:13	AP:24	...	Surveillance air-air courte (AGAS)	
1	0001	27 ou 83						P:24		
2	0010	27 ou 83						P:24		
3	0011	27 ou 83						P:24		
4	0100	FS:3	DR:5	UM:4	AC:13	AP:24	...	Surveillance, réponse d'altitude		
5	0101	FS:3	DR:5	UM:4	ID:13	AP:24	...	Surveillance, réponse d'identité		
6	0110	27 ou 83						P:24		
7	0111	27 ou 83						P:24		
8	0100	27 ou 83						P:24		
9	0101	27 ou 83						P:24		
10	0110	27 ou 83						P:24		
11	0111	CA:3	AA:24			PI:24	...	Réponse «appel général»		
12	0110	27 ou 83						P:24		
13	01101	27 ou 83						P:24		
14	01110	27 ou 83						P:24		
15	01111	27 ou 83						P:24		
16	1000	VS:1	7	RL:4	2	AC:13	MV:56	AP:24	... Surveillance air-air longue (AGAS)	
17	1001	CA:3	AA:24			ME:54	PI:24	...	Splitter long	
18	1010	27 ou 83						P:24		
19	1011	27 ou 83						P:24		
20	10100	FS:3	DR:5	UM:6	AC:13	MB:56	AP:24	...	Comm-B, réponse d'altitude	
21	10101	FS:3	DR:5	UM:6	ID:13	MB:56	AP:24	...	Comm-B, réponse d'identité	
22	10110	27 ou 83						P:24		
23	10111	27 ou 83						P:24		
24	11	1	KE:1	RD:4	MD:80	AP:24	...	Comm-D (ELM)		

NOTES:

1. **XX:M** champ «XX» auquel sont assignés M bits.

P:24 champ de 24 bits réservé pour l'information de parité.

2. **N** espace de codage non assigné avec N bits disponibles. Ces bits seront codés 0 pour la transmission.

3. Pour les formats descendants (DF) de 0 à 23, le numéro correspond au code binaire des 5 premiers bits de la réponse. Le numéro 24 est défini comme étant le format commençant

par «11» aux deux premières positions de bit, tandis que les 3 bits suivants varient selon la teneur de la réponse.

4. Tous les formats sont représentés pour donner une image complète, mais un certain nombre d'entre eux ne sont pas utilisés. Les formats qui n'ont pas actuellement d'application ne sont pas définis quant à leur longueur. Selon l'assignation qui leur sera donnée ultérieurement, ils pourront être courts (56 bits) ou longs (112 bits). Les formats réservés pour les différents types d'application du mode S sont définis plus loin.

Figure 1.27 : sommaire des formats de réponse mode S

➤ Champs de données

Cet espace de codage restant sert à transmettre les données, disposer en fonction du champ descripteur et définit sur les figures 1.32 et 1.33 [1].

1.4.4. Principales transactions mode S

Le protocole mode S est utilisé pour la surveillance, la communication et pour le système anti collision. Les transactions peuvent être classées selon leurs missions. Les Figures 1.34, 1.35, 1.36 et 1.37 illustrent les différentes transactions utilisées avec leurs contenus.

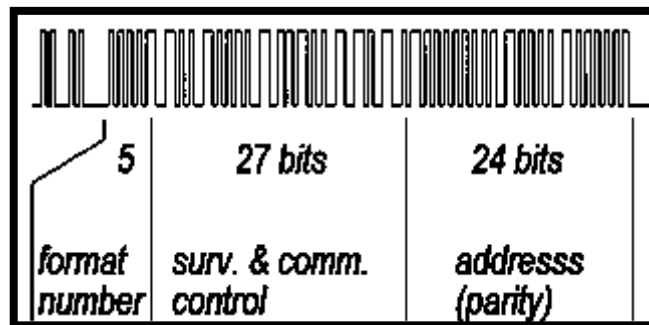


Figure 1.28 : Transactions inter-modes et «appel général» mode s seulement



Figure 1.29 : Transactions adressées de surveillance et de communication de longueur standard



Figure 1.30 : Transactions de communication de longue durée

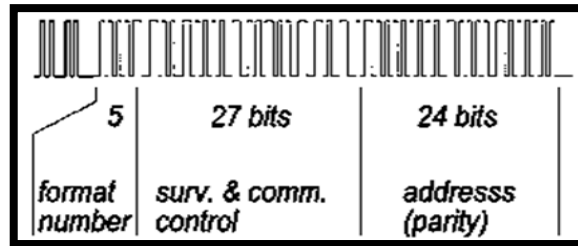


Figure 1.31 : Transactions de service et de squitters air-air

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le fonctionnement opérationnel et technique du « radar secondaire de surveillance », puis nous avons étudiés les différents modes de fonctionnement et le principe de la détection et décodage MONOPULSE. Dans ce contexte nous avons vu que la détection se fait par rapport a un seuil fixe préréglé (MTL) ou bien par rapport a un seuil dynamique (DMTL) qui est fonctionnel si la puissance du signal reçu dépasse le seuil MTL de 12dB.

L'objectif de notre travail de mémoire est l'introduction d'un seuil de détection adaptatif dans le système radar secondaire, afin de minimiser la détection du FRUIT, tout en maintenant les performances sur la détection des réponses SSR.

CHAPITRE 2

DETECTION CFAR

2.1. Introduction

La partie détection du système de réception radar est très délicate à concevoir, car c'est à partir de cette partie qu'on sépare les cibles réelles des différents parasites qui peuvent apparaître. Ce domaine a été sans cesse développé, particulièrement pour les radars primaires.

Les premiers récepteurs dits classiques, basés sur un seuillage fixe, ont été utilisés pendant longtemps. Ces détecteurs simples, déclarent la cible présente si l'énergie du signal dépasse un seuil de détection fixe étudié (critère de NEYMAN-PEARSON). Ce principe de détection présente un inconvénient majeur dû au fait que la probabilité de fausse alarme est très sensible aux changements de la puissance des parasites. Pour ce type de détecteur le seuil peut être ajusté en fonction de l'azimut et de la distance, afin de l'adapter à l'environnement topologique et à la puissance a priori reçue de la cible, cette modification permet de réduire les fausses alarmes tout en gardant une probabilité de détection satisfaisante.

Cependant la non-stationnarité de l'environnement (Pluie, vague, nuage,...) fait que la probabilité de fausse alarme peut augmenter et provoquer non seulement la saturation de l'écran de visualisation (PPI); mais en plus la saturation du système radar lui-même. Pour pallier à ce problème les chercheurs dans le domaine de détection ont pensé à la détection adaptative, et cela en adaptant le seuil de détection au niveau du bruit et aux signaux indésirables environnants tout en maintenant la probabilité de fausse alarme constante.

La première contribution fut apportée par FINN et JOHNSON [23](en 1968), qui ont proposé le détecteur (Cell Averaging Constant false Alarm Rate) CA-CFAR qui est une extension directe du détecteur optimal au sens de Neyman-Pearson. L'estimation de la valeur du fouillis dans la cellule test est réalisée en utilisant la moyenne arithmétique des cellules adjacentes. La

performance de ce détecteur à été démontrée dans le cas du bruit gaussien homogène mais elle se dégrade dès quand on se trouve dans un environnement non-homogène et/ou non-stationnaire.

HANSEN et SAWYERS [24] ont trouvé une solution à ce problème, souvent rencontré dans la détection, en proposant le détecteur (Greatest Of) GO-CFAR qui consiste à séparées les cellules de la fenêtre de référence en deux sous-fenêtres, en avant de la cellule sous test et en aval. Leurs contenus sont additionnés et le plus grand des deux est utilisé comme estimateur de la puissance du fouillis. Une analyse détaillée des performances de ce détecteur a été faite par « Moore et Lawrence » et Weiss .Ils ont prouvé qu'en présence des cibles interférentes, les performances du détecteur GO-CFAR se dégradent.

En étudiant plusieurs détecteurs à seuil adapté, TRUNK, a démontré que les détecteurs CA-CFAR et GO-CFAR sont incapables d'extraire les plots de deux cibles proches, l'une d'elle se trouvant dans la cellule test et l'autre dans l'une des cellules de références. Pour remédier à ce problème il a proposé le détecteur (Smallest Of) SO-CFAR. FINN et JOHNSON, ainsi que RICKARD et DILLARD ont étudié le problème de deux cibles très proches et sont arrivé à démontrer la performance du détecteur SO-CFAR.

Une autre technique, basées sur la statistique d'ordre a été proposée par ROHLING (en 1983) pour un environnement non homogène, le détecteur (Order Statistic) OS-CFAR qui consiste à classées par ordre croissant le contenu des cellules de la fenêtre de référence et de choisir le contenu de la $k^{\text{ème}}$ cellule comme estimation de la puissance du fouillis Cette technique présente un comportement intéressant notamment pour le cas cibles multiples.

Dérivée de la technique OS-CFAR, la technique TM-CFAR (Trimmed Mean) consiste à utiliser une moyenne tronquée pour estimer le fouillis. Une nouvelle fois, le contenu des cellules de la fenêtre de référence sont classées par ordre croissant, la moyenne des valeurs intermédiaire (limité par T1 et T2) dans la fenêtre de référence correspond à la valeur estimée du fouillis.

Nous ne pouvons pas citer toute les contributions au détecteur CFAR, mais tout de même nous avons mis en évidence l'essentielle d'entres elles.

2.2. Détection a seuil fixe

La détection des impulsions radar noyé dans le parasite peut être formulée comme un problème de test d'hypothèse. L'hypothèse nulle, notée H_0 , indique que le signal reçu est dû au parasite et/ou bruit seulement, tandis que l'hypothèse alternative, notée H_1 , indique que le signal reçu est dû à une impulsion radar plus le parasite et/ou le bruit. Ce test d'hypothèse peut être caractérisé en terme de performances pour un système de détection radar par la probabilité d'erreur (probabilité de fausse alarme), qui revient à décider H_1 tandis que H_0 est vraie, et de la probabilité de non détection qui revient à décider H_0 tandis que H_1 est vraie.

La règle de décision utilisée dans le domaine de détection radar est celle conçue sur la base du critère de **NEYMAN-PEARSON**, qui exige la connaissance à priori des distributions du parasite et de la cible.

2.2.1. Région de décision

Soit R l'ensemble des valeurs que peut prendre l'échantillon du signal radar. On distingue deux régions de décisions R_0 et R_1 séparées par un seuil dit seuil de décision (Figure 2.1).

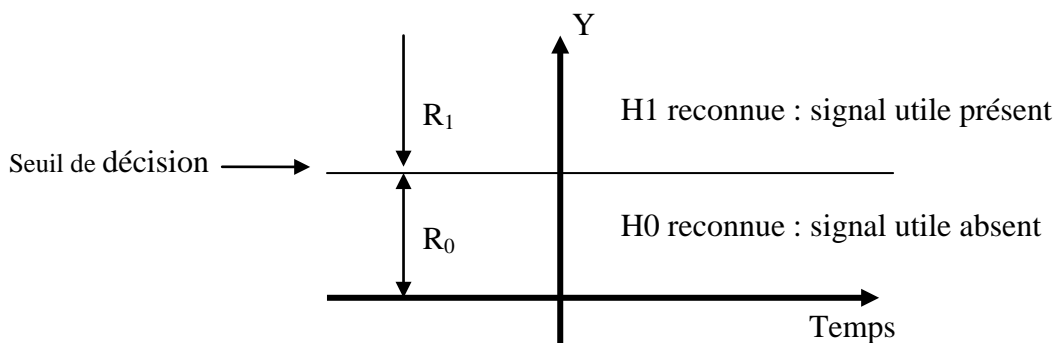


Figure 2.1 : régions de décision

Par rapport au seuil de décision quatre cas se présentent (tableau 2.1):

Tableau 2.1 : les erreurs de détection

Observation		vraie	
		H0	H1
Reconnue	H0	Pas d'erreur	Non-détection
	H1	Fausse alarme	Pas d'erreur

Soit $f(y|H1)$ la fonction de distribution de probabilité sous l'hypothèse H1 et $f(y|H0)$ la fonction de distribution de probabilité sous l'hypothèse H0, ainsi:

1. Lorsque H1 est reconnue et H1 est vraie, on a une détection du signal utile dont la probabilité de détection est donnée par :

$$P_d = \int_{R1} f(y|H1) dy$$

2. Lorsque H0 est reconnue et H1 est vraie, c'est une erreur (non-détection) dont la probabilité est donnée par :

$$P_M = \int_{R0} f(y|H1) dy$$

3. Lorsque H0 est reconnue et H0 est vraie, le bruit est au dessous du seuil :

$$P_B = \int_{R0} f(y|H0) dy$$

4. Lorsque H1 est reconnue et H0 est vraie, l'erreur est appelée fausse :

$$P_{fa} = \int_{R1} f(y|H0) dy$$

En plus on sait que la probabilité de reconnaître H0 sans faire d'erreur (P_B), et la probabilité de fausse alarme (P_{fa}) sont reliées par l'équation:

$$P_B + P_{fa} = 1$$

De même pour les probabilités de non-détection et de détection :

$$P_M + P_d = 1$$

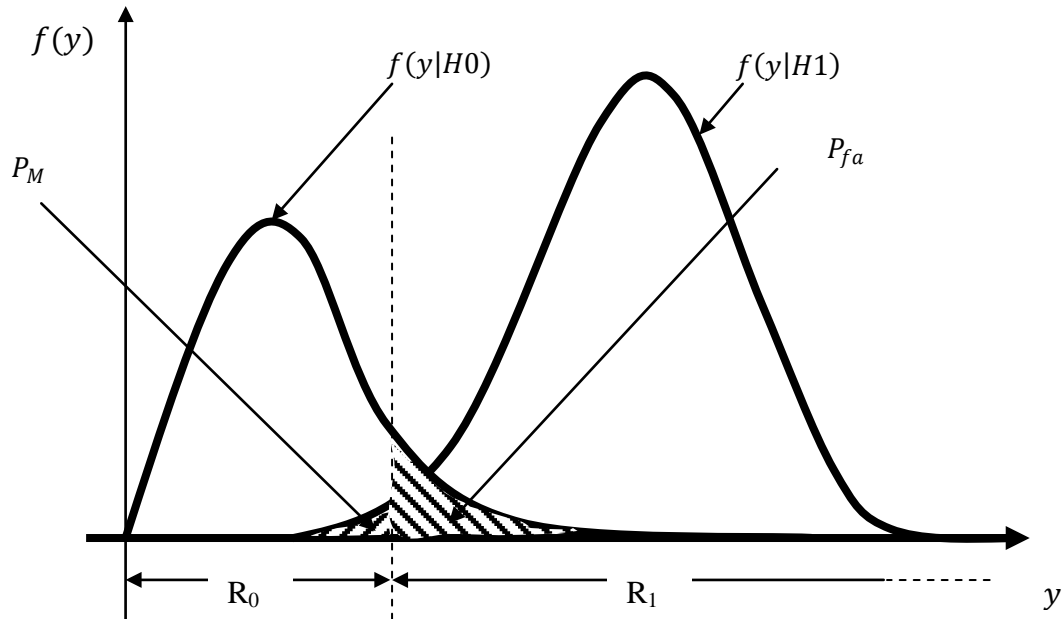


Figure 2.2 : probabilité des erreurs de détection ; probabilité de non détection et probabilité de fausse alarme

2.2.2. Critère de décision (NEYMAN-PEARSON)

Le critère NEYMAN-PEARSON consiste à choisir un seuil de détection permettant de rendre minimale la probabilité de non-détection (P_M), ce qui revient à maximiser la probabilité de détection (P_d), tout en gardant une probabilité de fausse alarme fixe comme contrainte, tel que $P_{fa} = \alpha$.

Pour parvenir aux résultats escomptés Construisant la fonction objective $F(\lambda_L)$, en ajoutant à la fonction à minimisée (P_M) le produit multiplicateur de Lagrange (λ_L) par la contrainte:

$$F(\lambda_L) = P_M + \lambda_L(P_{fa} - \alpha) \quad (2.1)$$

Où :

- α est la valeur désirée de la probabilité de fausse alarme.
- λ_L est le multiplicateur de Lagrange

Par ailleurs on a vu que :

- $P_{fa} = \int_{R_1} f(y|H0) dy = 1 - P_B = 1 - \int_{R_0} f(y|H0) dy$
- $P_M = \int_{R_0} f(y|H1) dy$

$$\Rightarrow F(\lambda_L) = \int_{R_0} f(y|H1) dy + \lambda_L(1 - \int_{R_0} f(y|H0) dy - \alpha)$$

$$F(\lambda_L) = \lambda_L(1 - \alpha) + \int_{R_0} [f(y|H1) - \lambda_L f(y|H0)] dy \quad (2.2)$$

Dans l'équation (2.2), on remarque que $F(\lambda_L)$ suivra l'évolution de l'intégrante du deuxième terme, et la région de décision R_0 qui minimisera cette fonction objective est la solution de l'inégalité suivante:

$$\Lambda(y) = \frac{f(y|H1)}{f(y|H0)} < \lambda_L \quad (2.3)$$

Où $\Lambda(y)$ Est le rapport de vraisemblance (likelihood ratio)

On obtient le test : $\begin{cases} \Lambda(y) < \lambda_L & \text{alors on choisi } H0 \\ \Lambda(y) > \lambda_L & \text{alors on choisi } H1 \end{cases}$

Le multiplicateur de Lagrange (λ_L) devient ici le seuil de détection. Ce seuil est déterminé par l'équation suivante :

$$pfa = \alpha = P\{\Lambda(y) > \lambda_L | H0\} = \int_{\lambda_L}^{\infty} P\{\Lambda(y) | H0\} dy \quad (2.4)$$

2.3. Détection adaptative a taux de fausse alarme constant (CFAR)

2.3.1. Détection CFAR conventionnelle

Le mot CFAR est un acronyme de l'anglais "**C**onstant **F**alse **A**larm **R**ate" qui signifie : taux de fausse alarme constant (TFAC). La détection CFAR se base sur une détection à seuil adaptatif qui est calculé en fonction de la puissance du parasite ambiant.

Le processeur CFAR est constitué d'une série de cellules de retard qui sont de nombre impair. La cellule centrale est dite cellule sous test, elle contiendra le signal a- détecté. De part et d'autre de cette cellule se trouvent

deux fenêtres regroupant des cellules dites de référence qui serviront à estimer la puissance du parasite.

Pour la raison que l'impulsion contient quelques échantillons (4 à 5 pour une impulsion de $0,5\mu\text{s}$ à une fréquence d'échantillonnage de 10 Mhz) on met des cellules de garde adjacentes à la cellule sous test. Ces cellules ne sont pas incluses dans la procédure d'estimation, pour éviter tout débordement d'un signal utile présent dans la cellule test.

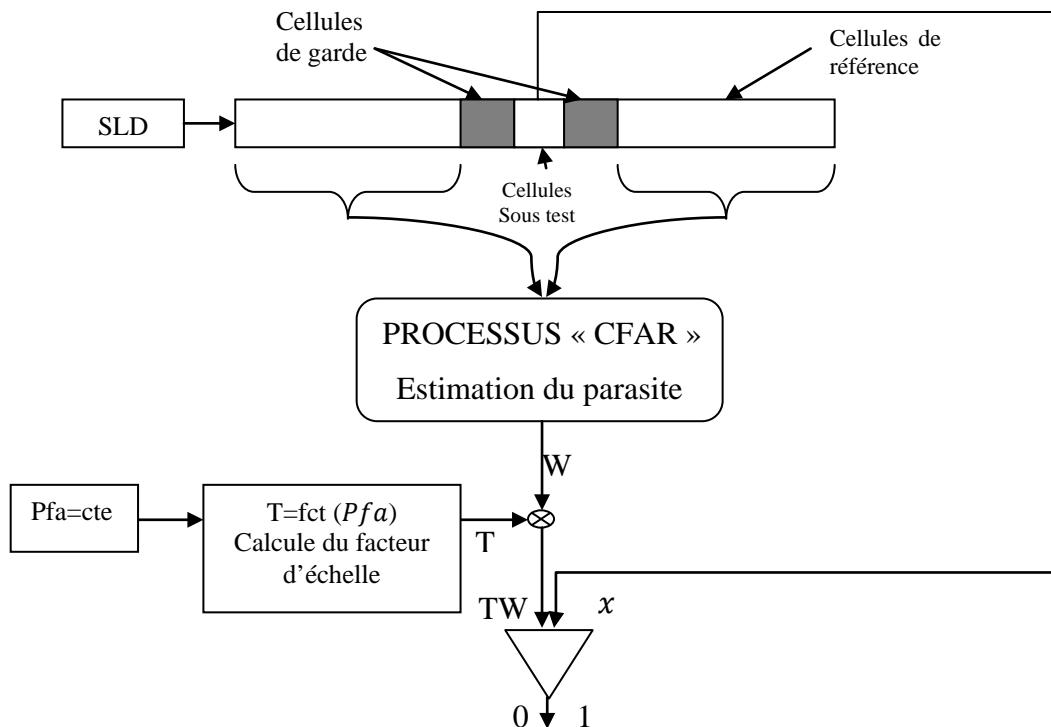


Figure 2.3 : schéma synoptique fondamental du processeur CFAR

2.3.1.1. Probabilité de détection

La probabilité de détection est évaluée par l'expression [16] :

$$P_d = P\{x > TW | H_1\} = \int_0^{\infty} P\{x > TW | H_1\} f_W(W) dw$$

Où $f_W(W)$ est la fonction de distribution de W .

En d'autre terme, la probabilité de détection est généralement définie par l'expression suivante :

$$Pd = E[P(x > TW|H1)]$$

$$Pd = E\left[\int_{TW}^{\infty} f_x(x|H1)dx\right] \quad \dots (2.5)$$

2.3.1.2. Probabilité de fausse alarme

De la même manière la *Pfa* est formulé par :

$$Pfa = E\left[\int_{TW}^{\infty} f_x(x|H0)dx\right] \quad \dots (2.6)$$

C'est cette équation (2.6) qui servira à calculer le facteur multiplicatif (T) nécessaire pour fixer la Probabilité de fausse alarme, sachant que la distribution de W (estimation du parasite), sera évaluée selon type de CFAR utilisé.

2.3.2. Quelques architectures CFAR

Les détecteur CA-CFAR, GO-CFAR et SO-CFAR sont de la même famille, celle des sommes arithmétique, par conséquent, ont pourra les schématiser par un seul synoptique incluant une sélection logique pour les différencier.

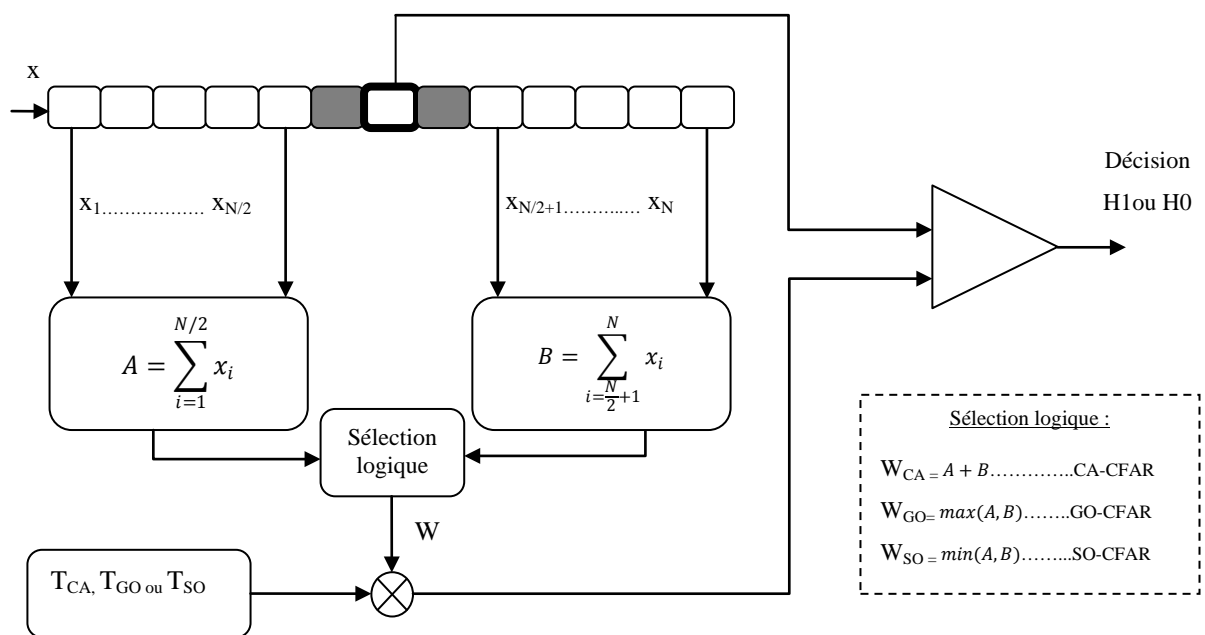


Figure 2.4 : schéma synoptique du processeur CA/GO/SO-CFAR

2.3.2.1. CA-CFAR

La mise en œuvre du seuil de détection du CA-CFAR est établie, comme le montre la Figure 2.4, en se basant sur l'estimation du niveau de puissance du parasite, à partir de la somme arithmétique des N cellules de référence. Le seuil de détection est ainsi adapté aux changements locaux de l'environnement, et chaque cellule de résolution est examinée séparément pour la prise de décision. Les cellules entourant la cellule sous test sont connues comme étant les cellules de référence en portée, nommé aussi, fenêtre de référence. Les cellules de référence situées dans le côté gauche de la cellule sous test sont mentionnées « cellules précédant la cellule sous test » (soit en anglais: *Leading range cells*), alors que celles situées dans le côté droite de la cellule sous test sont mentionnées « cellules succédant la cellule sous test » (soit en anglais: *Lagging range cells*). L'estimation du parasite est obtenue par la somme arithmétique des échantillons voisins dans la fenêtre de référence :

$$W_{CA} = \sum_{i=1}^N x_i = A + B$$

2.3.2.2. GO-CFAR et SO-CFAR

Les deux autres architectures CFAR de la famille « sommes arithmétique », qui sont également très importantes dans le domaine de la détection radars sont les détecteurs GO-CFAR (Greatest Of-CFAR) et SO-CFAR (Smallest Of-CFAR).

Pour contrôler l'augmentation de la Pfa due à la présence d'un bord de clutter (*clutter power transition*), dans le cas où la cellule sous test est noyée dans le clutter, le détecteur GO-CFAR a été proposé. La sortie de la sélection logique de ce détecteur (Figure 2.4) est donc le maximum entre A et B, et peut être exprimée simplement comme suit :

$$W_{GO} = \max(A, B)$$

Le détecteur GO-CFAR fonctionne donc mieux dans le cas où un bord de clutter est présent dans l'une des deux demi-fenêtres A ou B, tandis que la cellule sous test est noyée dans le clutter. Cependant, dans le cas de présence des cibles interférentes ou lorsqu'un bord de clutter est présent, alors que la cellule sous test s'installe dans la région claire de la fenêtre de référence, les

performances de détection du GO-CFAR se dégradent significativement. Pour remédier à ce problème le détecteur SO-CFAR (Smallest Of-CFAR) a été proposé. L'utilisation du détecteur SO-CFAR, fait apparaitre a la sortie de la sélection logique (Figure 2.4), le minimum entre la somme des sorties des deux demies fenêtres A et B, et le test statistique W_{so} est donné comme suit :

$$W_{SO} = \min(A, B)$$

2.3.2.3. OS-CFAR

Nous avons déjà vu que les performances du détecteur CA-CFAR et de ses variantes se dégradent brusquement dans les environnements non-homogènes. La non-homogénéité est causée essentiellement par la présence des cibles interférentes dans quelques cellules de référence ou bien par la présence d'un bord de clutter. La technique d'estimation du niveau du clutter basée sur le classement statistique a mené au développement du détecteur OS-CFAR (Order Statistic-CFAR), qui sélectionne un seul échantillon classé pour estimer le niveau du clutter dans la cellule sous test. Le rôle majeur du détecteur OS-CFAR est de surmonter le problème de l'effet de capture en éliminant les cellules qui contiennent des cibles interférentes.

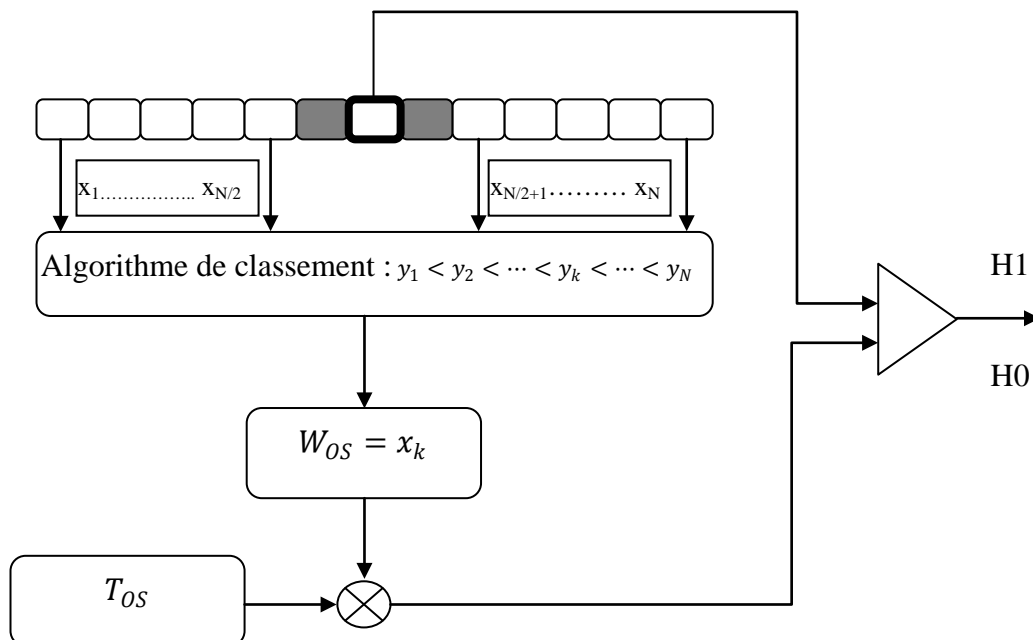


Figure 2.5 : schéma synoptique du processeur OS-CFAR

Les échantillons de la fenêtre de référence sont classés par ordre croissant de la façon suivante : $y_1 < y_2 < \dots < y_k < \dots < y_N$.

La k^{eme} ($k = \frac{2 \times N}{3}$) cellule classée représente l'échantillon y_k est choisi comme test statistique.

$$W_{OS} = x_k$$

2.3.3. Les pertes CFAR

La détection CFAR entraîne des pertes dues au fait que les statistiques sont incomplètement déterminées par rapport à l'utilisation du détecteur à seuil fixe, qui est basé sur une connaissance exacte du niveau et des statistiques du bruit et des interférences. Donc les pertes CFAR sont introduites par le fait que l'estimation du niveau d'interférence dans les cellules de référence est sujette à l'erreur aléatoire, qui varie inversement au nombre de cellules. Le fait que l'estimation est basée sur un nombre fini d'échantillons, elle fluctuera donc, autour de la vraie valeur.

La perte CFAR est définie alors, par l'augmentation du rapport signal à bruit nécessaire pour atteindre une probabilité de détection donnée, relativement au rapport signal à bruit donnant la même probabilité de détection pour une valeur estimée ne variant pas (optimale).

D'un autre côté, si le nombre de cellules est augmenté pour réduire cette perte le circuit ne pourra pas répondre aux changements rapides des interférences, permettant ainsi une augmentation du taux de fausse alarme. Aussi, l'augmentation du nombre de cellules de référence mène à l'accroissement de la probabilité qu'une cible adjacente apparaisse dans les cellules de références et distorde le seuil.

2.4. Intégration binaire

L'aspect synchrone des impulsions radar permet d'introduire une amélioration sur les performances de détection. Cette amélioration est apportée par le fait qu'à l'intérieur du lobe principal de l'antenne radar il peut y avoir plusieurs impulsions synchrones retournées par la même cible (entre 4 et 12), ce si est dû à l'angle d'ouverture du lobe principal (environ 3°).

Le nombre d'impulsions retournées (coup au but) dépend de la vitesse de rotation de l'antenne radar et de la fréquence de répétition de ce radar.

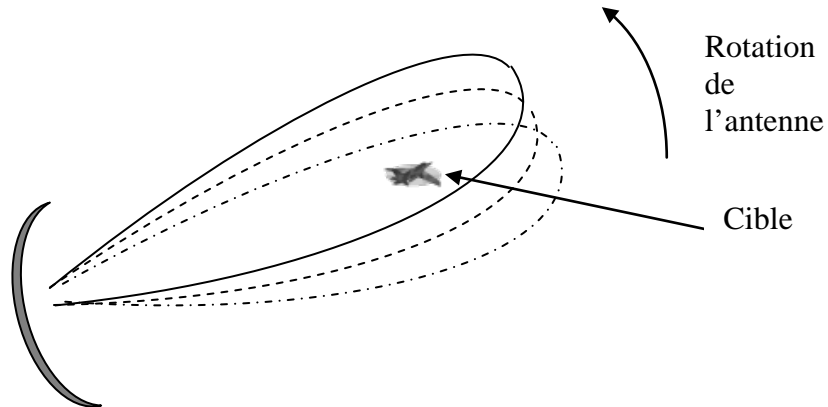


Figure 2.6 : passage du lobe principal d'une antenne radar sur une cible

2.4.1. Configuration du détecteur binaire

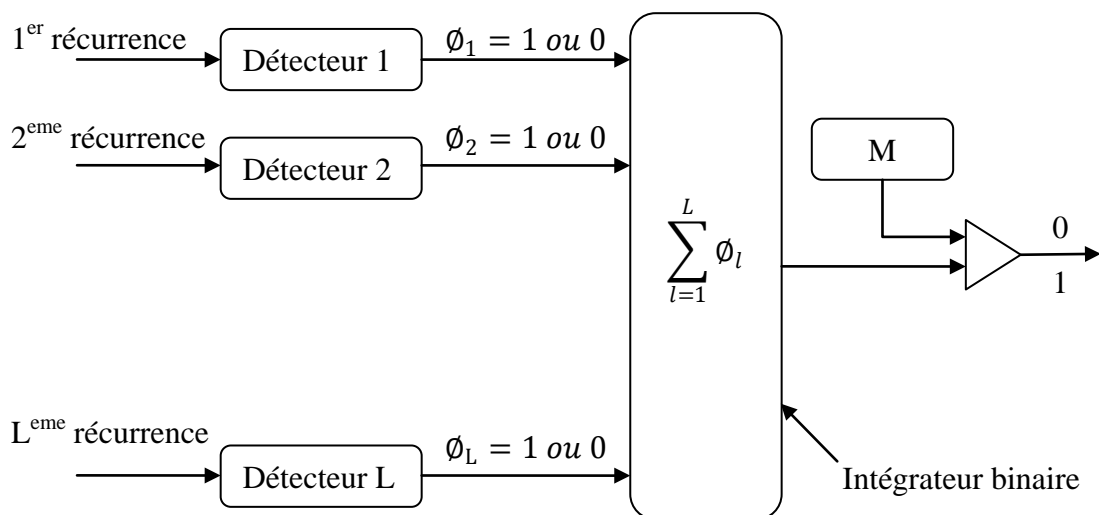


Figure 2.7 : schémas synoptique du détecteur binaire

Comme indiqué sur la figure 2.7 chaque récurrence est synchronisée sur un détecteur de façon à ce qu'une cible pourra être détectée simultanément sur les différents détecteurs, et la sortie (binaire « $\phi_l = 1$ ou 0 ») de tous ces détecteurs sont introduit dans un intégrateur binaire.

Pour déclarer la cible présente, on détermine le critère du nombre minimal « M » de détection sur « L » récurrence.

2.4.2. Performances du détecteur binaire

Si on admet que les « détecteurs 1,2,..., L » alignés parallèlement sont du même type, ils auront les mêmes probabilités de détection et de fausse alarme, qu'on notera respectivement pd et pfa . Ainsi à la sortie de l'intégrateur binaire la probabilité de détection binaire Pd_{BI} devient d'après la loi binomiale :

$$Pd_{BI} = \sum_{l=M}^L C_L^l Pd^l (1 - Pd)^{L-l} \quad (2.8)$$

Et la probabilité de fausse alarme binaire Pfa_{BI} devient de la même manière :

$$Pfa_{BI} = \sum_{l=M}^L C_L^l Pfa^l (1 - Pfa)^{L-l} \quad (2.9)$$

Le fait que la probabilité de détection sur une seule récurrence (Pd) est proche de 1 et que la probabilité de fausse alarme sur une seule récurrence (Pfa) est proche de 0, accroît les performances de détections.

Dans le tableau 2.2 est illustré l'effet de la détection binaire sur la probabilité de fausse alarme, ainsi que sur la probabilité de détection. Les probabilités sur une seule récurrence Pd et Pfa sont choisis, à titre d'exemple 0,9 et 0,1 respectivement, ainsi le nombre de détecteurs intégrer (L) est de 6.

Tableau 2.2 : Effet du détecteur binaire sur les performances de détection

	M=1 L=6	M=2 L=6	M=3 L=6	M=4 L=6	M=5 L=6	M=6 L=6
Pd_{BI}	1.0000	0.9999	0.9987	0.9842	0.8857	0.5314
Pfa_{BI}	0.4686	0.1143	0.0159	0.0013	$5.5 \cdot 10^{-5}$	10^{-6}

D'après le tableau 2.2 il est clair que les valeurs $M=4$ et 5 , apportent la meilleure amélioration des performances du détecteur binaire (pour $L=6$).

2.5. La simulation « MONTE-CARLO »

Le score attendu dans un jeu de chance, peut être estimé en faisant la moyenne des résultats d'un grand nombre d'épreuves. Cette estimation est dite estimation par la méthode de MONTE-CARLO.

La technique de simulation MONTE-CARLO est une méthode numérique statistique souvent utilisée pour calculer des intégrales difficiles à résoudre, ou bien pour confirmer le calcul d'une intégrale complexe. Dans le domaine de détection radar, cette technique est surtout un moyen de simulation simple utilisé pour confirmer les résultats théorique des performances d'un détecteur. Elle consiste à simuler un très grand nombre de situations conforme aux fonctions de distribution établit (H_0 et H_1), calculer la probabilité de détection par une procédure de comptage, et comparer les résultats théoriques aux résultats MONTE-CARLO.

2.6. Conclusion

La technique de la détection adaptative TFAC a contribué énormément à l'évolution des radars. L'originalité de ce détecteur consiste à proposer une nouvelle détection basée sur un seuil adaptatif CFAR, en remplacement de la détection classique à seuil fixe. Depuis son introduction, cette technique à ouvert la voie à un grand nombre de scientifiques à travers le monde. Et plusieurs travaux basés sur le seuil adaptatif on été publiés et continuent toujours à être publiés.

CHAPITRE 3

DETECTION SSR/CFAR

3.1. Introduction

Le détecteur utilisé pour les récepteurs du radar secondaire est un détecteur à seuil fixe, car, la puissance du signal réponse est largement plus grande que celle du bruit thermique. Cependant l'utilisation croissante du radar secondaire a introduit un nouveau parasite, qui est le FRUIT (False Replies Un-synchronized In Time), ce parasite devient très gênant aux alentours des zones à haut trafic aérien, où il ya une implantation importante de radars secondaires. Ce signal parasite est éliminé, alors, par un traitement post-détection (défruiter) décrit dans le chapitre I.

Dans notre mémoire nous allons étudier la détection adaptative CFAR appliquée au radar secondaire pour l'élimination du FRUIT. Pour cela nous allons introduire un traitement CFAR en poste détection quadratique.

3.2. Modélisation mathématique des signaux parasites

Nous allons dans ce qui suit, modéliser la distribution du signal à l'entrée du récepteur et déduire la distribution à la sortie du détecteur quadratique.

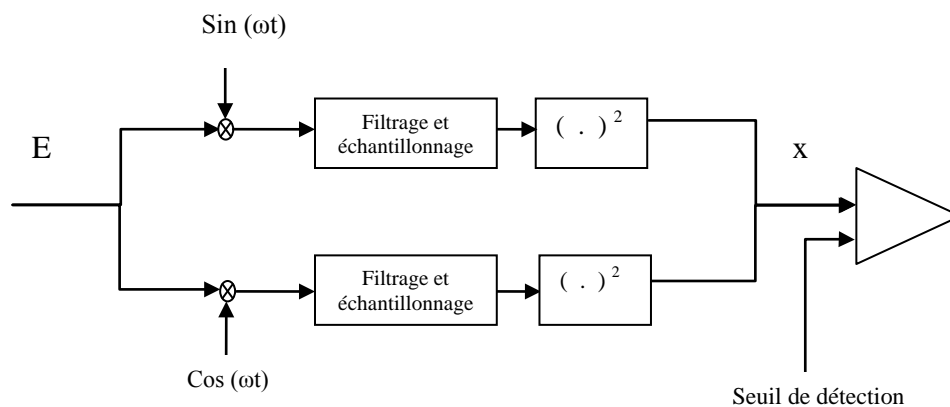


Figure 3.1 : le détecteur quadratique à seuil fixe

3.2.1. Le signal à l'entrée du détecteur quadratique (E)

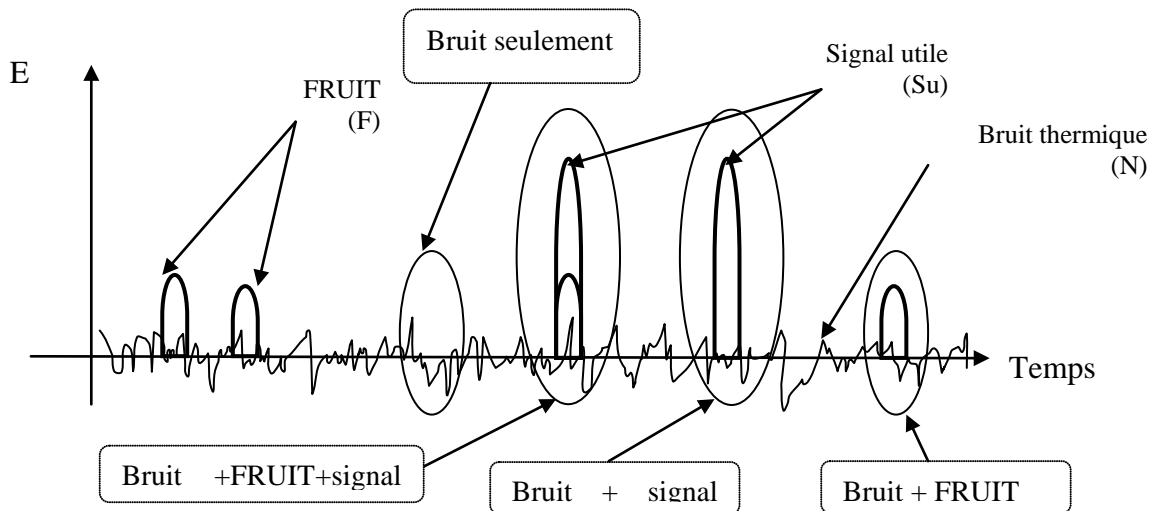


Figure 3.2 : le signal à l'entrer du récepteur

Pour cette étude nous allons supposer que le signal d'entrée est composé de trois types de signaux :

- Le signal utile : signal émis par les transpondeurs en réponse à une demande d'identification, la caractéristique principale de ce signal est qu'il apparaît de façon synchrone pendant le passage du lobe principale sur la cible, il doit être détecté. Sa distribution sera supposé gaussienne centrée de moyenne nulle et d'écart type σ_s , sa fonction de distribution est $f(s)$:

$$f(s) = \frac{1}{\sigma_s \sqrt{2\pi}} e^{\frac{-s^2}{2\sigma_s^2}}$$

- Le FRUIT : signal émis par les transpondeurs sans demande d'identification (réponse à un autre radar SSR), ce signal ne doit pas être détecté, sa distribution sera supposé gaussienne centrée de moyenne nulle et d'écart type σ_F .

$$f(F) = \frac{1}{\sigma_F \sqrt{2\pi}} e^{\frac{-F^2}{2\sigma_F^2}}$$

- Le bruit thermique : gaussien de moyenne nulle et d'écart type σ_N .

$$f(N) = \frac{1}{\sigma_N \sqrt{2\pi}} e^{\frac{-N^2}{2\sigma_N^2}}$$

Le FRUIT et le bruit thermique sont les deux principaux signaux parasites qui nuisent à la détection ; le bruit thermique est présent tout le temps, alors que le FRUIT est considéré comme des impulsions éparpillées dans le temps avec une probabilité d'apparition « ε_0 ». Cette probabilité est évaluée, près des aéroports et des zones à haut trafic aérien, entre 0,02 et 0,05 ($0,02 < \varepsilon_0 < 0,05$).

3.2.2. Evaluation de la probabilité d'apparition du FRUIT « ε_0 »

La probabilité d'apparition du FRUIT « ε_0 » a été évaluée par des mesures faites à partir d'un récepteur radar secondaire embarqué à seuil de détection réglable [7]. Les résultats des mesures réalisées auprès du « Los Angeles International Airport (LAX) » sont schématisés sur la Figure (3.3).

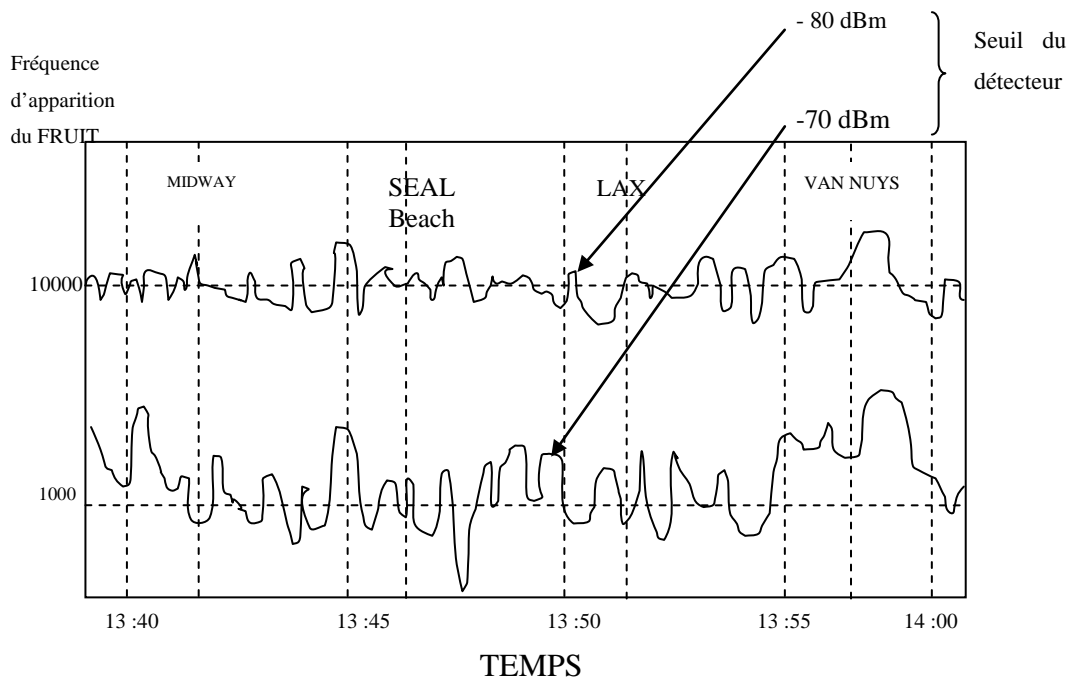


Figure 3.3 : feuille de mesure du FRUIT dans la région de LOS ANGELES [7]

On remarque sur la feuille de mesure que pour un seuil de détection minimal (-80 dBm) la fréquence moyenne d'apparition du FRUIT est de 10.000 réponses par seconde.

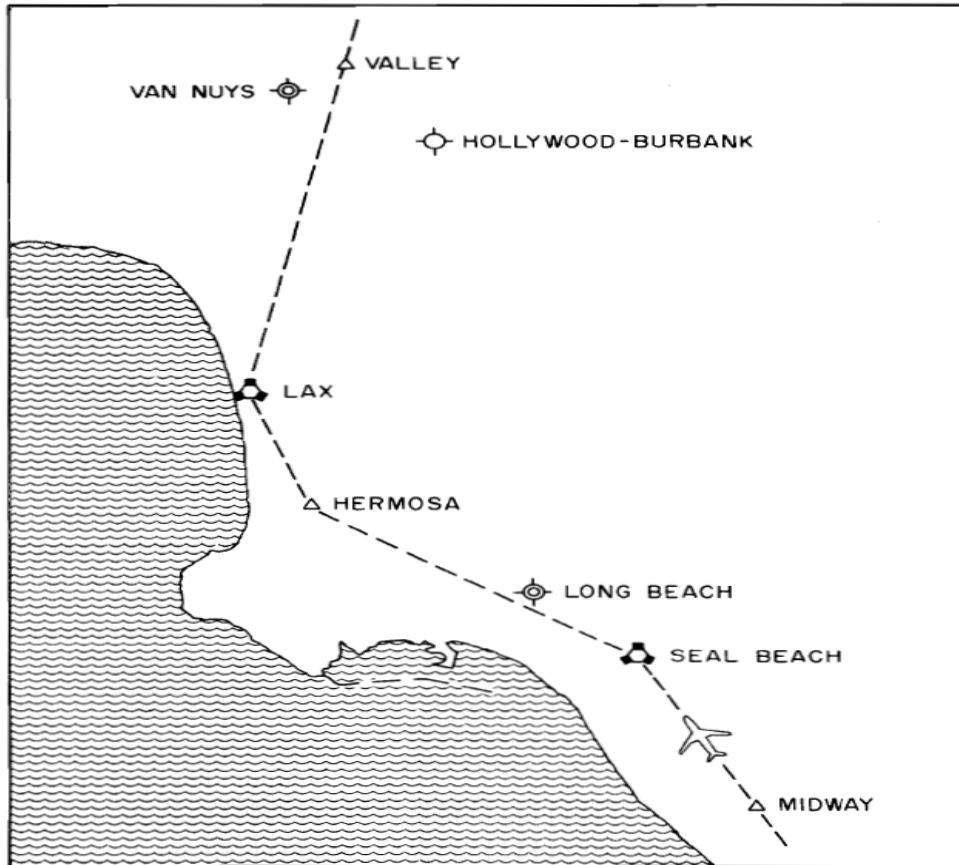


Figure 3.4 : Trajet sur lequel la mesure de la fréquence moyenne d'apparition du FRUIT à été établis [7]

Si on part du fait que chaque réponse contient entre 4 et 10 impulsions et que chaque impulsion a une durée de $(0,5\mu s)$, alors le temps d'apparition (t_a) du FRUIT sur une seconde est compris entre $t_{a_{min}}=4 \times 0,5 \times 10.000=20.000$ (μs) et $t_{a_{max}}=10 \times 0,5 \times 10.000= 50.000$ (μs).

Ainsi la probabilité d'apparition (p_a ou ε_0) est comprise entre $p_{a_{min}}=\frac{t_{a_{min}}}{1s}$ et $p_{a_{max}}=\frac{t_{a_{max}}}{1s}$.

Donc : $0,02 < \varepsilon_0 < 0,05$

3.2.3. Le signal à la sortie du détecteur quadratique (x)

3.2.3.1. Les signaux composites

Avec les trois types de signaux supposés en haut, on peut avoir à l'entrée du détecteur quadratique quatre (4) cas possible de signaux composites [13]:

- Bruit seulement.
- Bruit + FRUIT.
- Bruit + signal utile.
- Bruit + signal utile + FRUIT.

Par la suite, on aura à la sortie du détecteur quadratique, selon le cas, les distributions exponentielles suivantes [15]:

- Bruit seulement : $f_1(x) = \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{\frac{-x}{2\sigma_N^2}}$
- Bruit + FRUIT : $f_2(x) = \frac{1}{2(\sigma_N^2 + \sigma_F^2)} e^{\frac{-x}{2(\sigma_N^2 + \sigma_F^2)}}$
- Bruit + signal utile : $f_3(x) = \frac{1}{2(\sigma_N^2 + \sigma_S^2)} e^{\frac{-x}{2(\sigma_N^2 + \sigma_S^2)}}$
- Bruit + signal utile + FRUIT : $f_4(x) = \frac{1}{2(\sigma_N^2 + \sigma_F^2 + \sigma_S^2)} e^{\frac{-x}{2(\sigma_N^2 + \sigma_F^2 + \sigma_S^2)}}$

En normalisant par rapport au bruit:

- $2\sigma_N^2 = \lambda$.
- $\text{FNR} = r = \sigma_F^2 / \sigma_N^2$ rapport FRUIT a bruit.
- $\text{SNR} = s = \sigma_S^2 / \sigma_N^2$ rapport signal a bruit.

Alors :

- $f_1(x) = \frac{1}{\lambda} e^{\frac{-x}{\lambda}}$
- $f_2(x) = \frac{1}{\lambda(1+r)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+r)}}$
- $f_3(x) = \frac{1}{\lambda(1+s)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+s)}}$
- $f_4(x) = \frac{1}{\lambda(1+r+s)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+r+s)}}$

3.2.3.2. Critère de détection

Deux hypothèses (H1, H0) permettent de contrôler le bon déroulement de la prise de décision ; présence ou non présence d'une cible. Sous l'hypothèse H1 la cible est présente et elle est détectée .Cette hypothèse va nous permettre de calculer la probabilité de détection, par contre, Sous l'hypothèse H0 la cible n'est pas présente mais il y a détection. Cette hypothèse va nous permettre de calculer la probabilité de fausse alarme.

Dans le cas où il n ya pas présence de signal utile (hypothèse H0), la fonction de distribution du signal a la sortie du détecteur quadratique, s'écrit en fonction de $f_1(x)$ et de $f_2(x) \Rightarrow f_x(x|H0) = fonction [f_1(x), f_2(x)]$.

Dans le cas de la présence du signal utile (hypothèse H1), la fonction de distribution du signal à la sortie du détecteur quadratique, s'écrit en fonction de $f_3(x)$ et de $f_4(x) \Rightarrow f_x(x|H1) = fonction [f_3(x), f_4(x)]$.

On aura le couple

$$\begin{cases} f_x(x|H0) = fonction [f_1(x), f_2(x)] \\ f_x(x|H1) = fonction [f_3(x), f_4(x)] \end{cases}$$

En appliquant la loi de la probabilité totale [11, 12, 13], on obtient le couple définissant la fonction de distribution du signal reçu à la sortie du détecteur quadratique pour les hypothèses H0 et H1 :

$$\begin{cases} f_x(x|H0) = (1 - \varepsilon_0) \frac{1}{\lambda} e^{\frac{-x}{\lambda}} + \varepsilon_0 \frac{1}{\lambda(1+r)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+r)}} \\ f_x(x|H1) = (1 - \varepsilon_0) \frac{1}{\lambda(1+s)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+s)}} + \varepsilon_0 \frac{1}{\lambda(1+r+s)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+r+s)}} \end{cases} \dots (3.1)$$

3.3. Détection a seuil fixe pour une seule récurrence

Ce type de détecteur « classique », utilisé dans les systèmes de transmission impulsionnelles (exp : radar secondaire) où le parasite est constitué essentiellement par le Bruit thermique du récepteur. La puissance du Bruit thermique est calculée à partir du facteur de bruit du récepteur.

La fixation « étudiée » de la valeur du seuil de détection assure une probabilité de fausse alarme minimale pour une probabilité de détection proche de « un ».

3.3.1. Probabilité de détection

$$Pd = \int_{\beta}^{\infty} f_x(x|H1)dx$$

$$Pd = \int_{\beta}^{\infty} (1 - \varepsilon_0) \frac{1}{\lambda(1+s)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+s)}} + \varepsilon_0 \frac{1}{\lambda(1+r+s)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+r+s)}} dx$$

$$Pd = (1 - \varepsilon_0) e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+s)}} + \varepsilon_0 e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+r+s)}} \quad \dots (3.2)$$

3.3.2. Probabilité de fausse alarme

$$Pfa = \int_{\beta}^{\infty} f_x(x|H0)dx$$

$$Pfa = \int_{\beta}^{\infty} (1 - \varepsilon_0) \frac{1}{\lambda} e^{\frac{-x}{\lambda}} + \varepsilon_0 \frac{1}{\lambda(1+r)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+r)}} dx$$

$$Pfa = (1 - \varepsilon_0) e^{\frac{-\beta}{\lambda}} + \varepsilon_0 e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+r)}} \quad \dots (3.3)$$

On aurait pu obtenir la probabilité de fausse alarme (Pfa) en annulant « s » dans la formule (3.2).

3.3.3. Performance du détecteur à seuil fixe

Avant de tracer les graphes de performances, il convient d'estimer les puissances du bruit, du signal utile et du FRUIT.

➤ Calcul de la puissance du bruit: (P « bruit »)

$$P \text{ « bruit »} = \sigma_N^2 = \lambda/2 = K \times T \times \Delta F \times Fb$$

Avec :

- Facteur de bruit $Fb = 12 \text{ dB} = 15.8489$
- La bande passante doit permettre le passage sans distorsion d'un front montant de l'impulsion de $0.1 \mu\text{s}$: donc $\Delta F = 10 \text{ MHz}$
- $T = 300^\circ\text{K}$
- K constantes de Boltzmann $= 1.38 \times 10^{-23}$

$$P \text{ « bruit »} = 1.38 \times 10^{-23} \times 300 \times (10 \times 10^6) \times 15.8489 \text{ [W]}$$

$$\Rightarrow P \text{ « bruit »} = 6.5614446 \times 10^{-23} \text{ [W]} = -91.8300 \text{ dBm}$$

➤ Estimation de la puissance des impulsions de réponses

Dans le paragraphe (1.2.1.6.1.2) du chapitre 1 nous avons estimé la puissance du signal utile entre -40 dBm et -76 dBm , selon la distance qui sépare le transpondeur du radar SSR.

$$-76 \text{ dBm} < P \text{ « signal utile »} < -40 \text{ dBm}$$

Ce qui donne : $50 < s < 150 \text{ 000} \xrightarrow{\text{soit}} 17 \text{ dB} < s < 50 \text{ dB}$

➤ Estimation de la puissance du FRUIT

L'estimation de la puissance du FRUIT est équivalente à celle du signal utile.

$$-76 \text{ dBm} < P \text{ « FRUIT »} < -40 \text{ dBm}$$

Ce qui donne : $50 < r < 150 \text{ 000} \xrightarrow{\text{soit}} 17 \text{ dB} < r < 50 \text{ dB}$

Pour avoir une étude comparative convaincante, nous allons prendre le cas le plus défavorable à la détection :

$$s = 17 \text{ dB}, r = 50 \text{ dB} \text{ et } \varepsilon_0 = 0.05.$$

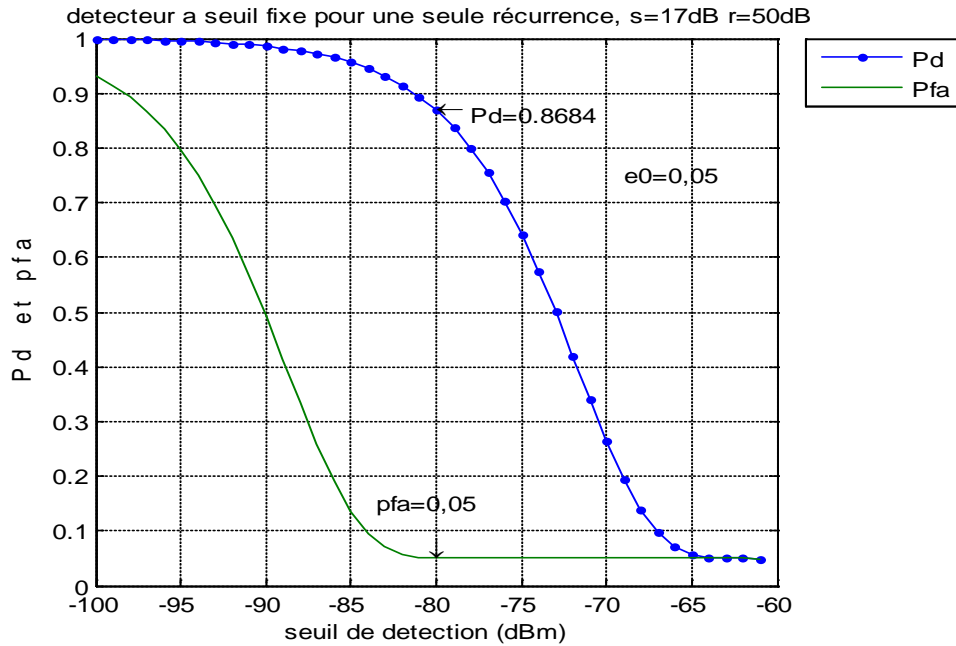


Figure 3.5 : P_d et P_{fa} pour une détection à une seule récurrence, en fonction du seuil de détection

Nous constatons que le choix d'un seuil de détection égale à (-80 dBm) garantit une probabilité de détection ($P_d = 0,87$) pour une probabilité de fausse alarme égale à ($P_{fa} = 0,05$). La valeur de cette P_{fa} , qui correspond à la probabilité d'apparition du FRUIT (ϵ_0), est trop élevée, elle peut être améliorée par une intégration binaire.

3.4. Détection binaire a seuil fixe

Au passage du lobe principal du radar secondaire, sur une cible celle-ci répond aux interrogations de façon synchrone. Ainsi selon la vitesse de rotation de l'antenne, la largeur du lobe principale et la fréquence de répétition des interrogations, la cible pourra être touchée par un nombre « L » de coup au but.

$$6 < L < 12$$

La détection synchrone de ces impulsions de réponses va permettre, comme nous allons voir, d'améliorer la probabilité de détection.

Pour déclarer la cible présente, on détermine le critère du nombre minimal « M » détection sur « L » récurrence.

Nous proposons pour les applications numérique, les valeurs $L=6$ et $M=4$ comme critère de détection binaire :

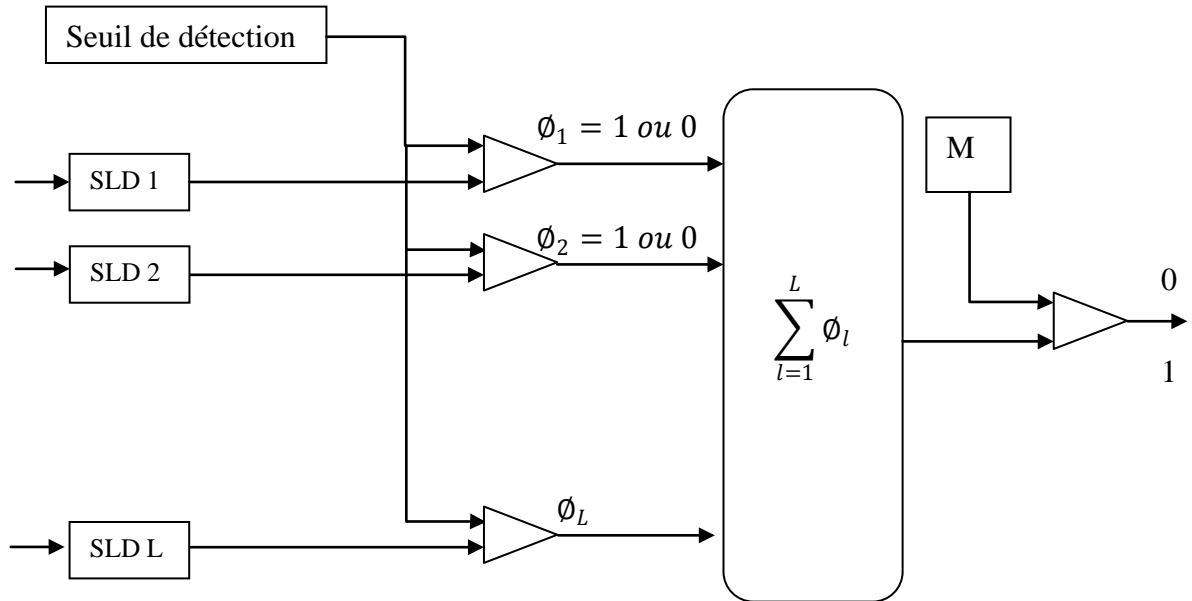


Figure 3.6 : schémas synoptique du détecteur binaire à seuil fixe

3.4.1. Probabilité de détection binaire

La loi de la probabilité de détection binaire est définie par la somme des lois binomiales de détection de $M, M+1, M+2, \dots, L$ impulsions sur les L récurrences [22].

$$Pd_{BI} = \sum_{l=M}^L C_L^l Pd^l (1 - Pd)^{L-l}$$

$$Pd_{BI} = \sum_{l=M}^L C_L^l \times \left((1 - \varepsilon_0) e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+s)}} + \varepsilon_0 e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+r+s)}} \right)^l \times \left(1 - (1 - \varepsilon_0) e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+s)}} - \varepsilon_0 e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+r+s)}} \right)^{L-l} \quad \dots (3.4)$$

3.4.2. Probabilité de fausse alarme binaire

Il est plus simple d'avoir la formule de la Pfa_{BI} en annulant « s » dans la formule (3.4).

$$Pfa_{BI} = \sum_{l=M}^L C_L^l \times \left((1 - \varepsilon_0) e^{\frac{-\beta}{\lambda}} + \varepsilon_0 e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+r)}} \right)^l \times \left(1 - (1 - \varepsilon_0) e^{\frac{-\beta}{\lambda}} - \varepsilon_0 e^{\frac{-\beta}{\lambda(1+r)}} \right)^{L-l} \quad \dots (3.5)$$

3.4.3. Performance du détecteur binaire à seuil fixe

Les paramètres du détecteur binaire utilisé sont $M=4$ $L=6$:

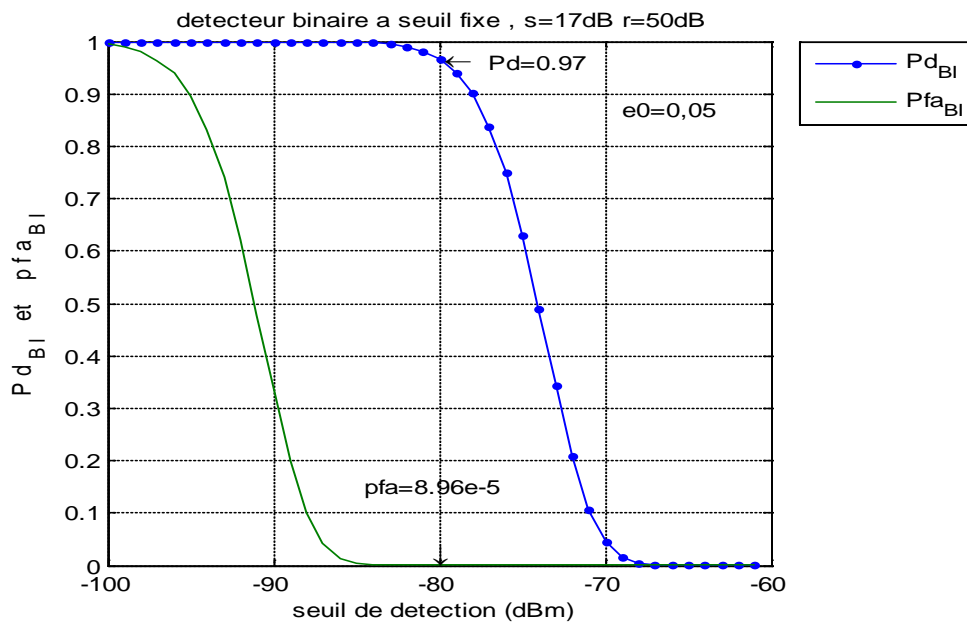


Figure 3.7 : Pd_{BI} et Pfa_{BI} pour une détection binaire en fonction du seuil de

L'intégrateur binaire améliore considérablement les performances de détection (Figure 3.7). Le choix d'un seuil de détection égale a (-80 dBm) garantit une probabilité de détection ($Pd_{BI}=0,97$) pour une probabilité de fausse alarme égale à ($Pfa_{BI}=8,96 \times 10^{-5}$). Cette Pfa_{BI} sera encore améliorée par la technique MONOPULSE et la technique du niveau de confiance (chapitre 1).

3.5. Détection CA-CFAR: (cell averaging CFAR)

L'objectif attendu à partir de cette partie du chapitre consiste en l'amélioration des performances du système SSR, par l'utilisation de la technique de détection adaptative à taux de fausse alarme constant (CFAR).

Nous allons commencer par le détecteur CA-CFAR. Les distributions dans la cellule sous test, pour les hypothèses H0 et H1, sont définies par le couple suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_x(x|H0) = (1 - \varepsilon_0) \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{x}{\lambda}} + \varepsilon_0 \frac{1}{\lambda_1} e^{-\frac{x}{\lambda_1}} \\ f_x(x|H1) = (1 - \varepsilon_0) \frac{1}{\lambda_2} e^{-\frac{x}{\lambda_2}} + \varepsilon_0 \frac{1}{\lambda_3} e^{-\frac{x}{\lambda_3}} \end{array} \right. \text{ avec } \left\{ \begin{array}{l} \lambda_1 = \lambda(1 + r) \\ \lambda_2 = \lambda(1 + s) \\ \lambda_3 = \lambda(1 + r + s) \end{array} \right.$$

3.5.1. Probabilité de détection

D'après l'expression (2.5) du chapitre 2, la probabilité de détection s'écrit comme suit:

$$Pd = E\left[\int_{TW}^{\infty} f_x(x|H1)dx\right] = E\left[(1 - \varepsilon_0)e^{-\frac{-TW}{\lambda_2}} + \varepsilon_0 e^{-\frac{-TW}{\lambda_3}}\right]$$

$$Pd = (1 - \varepsilon_0)E\left[e^{-\frac{-TW}{\lambda_2}}\right] + \varepsilon_0 E\left[e^{-\frac{-TW}{\lambda_3}}\right] \quad \dots (3.6)$$

Nous savons aussi que la fonction génératrice des moments $M_W(P)$ d'une variable aléatoire W est :

$$M_W(P) = E[e^{-PW}] \quad \dots (3.7)$$

De (3.6) et (3.7) on peut écrire :

$$Pd = (1 - \varepsilon_0)M_W\left(\frac{T}{\lambda_2}\right) + \varepsilon_0 M_W\left(\frac{T}{\lambda_3}\right) \quad \dots (3.8)$$

Dans ce type de CFAR (CA-CFAR) le parasite est estimé par la somme des cellules de références.

$$W = \sum_{i=1}^N x_i$$

Où « N » est le nombre de cellules de référence.

La fonction de distribution d'une somme de variables aléatoires est définie par la convolution des fonctions de distributions de toutes ces variables aléatoire :

$$f_W(W) = f_x(x_1|H0) * f_x(x_2|H0) * \dots * f_x(x_N|H0)$$

Introduisant maintenant la transformée de Laplace de part et d'autre :

$$L\{f_W(W)\} = L\{f_x(x_1|H0) * f_x(x_2|H0) * \dots * f_x(x_N|H0)\}$$

$$\Rightarrow L\{f_W(W)\} = L\{f_x(x_1|H0)\} \times L\{f_x(x_2|H0)\} \times \dots \times L\{f_x(x_N|H0)\}$$

$$\Rightarrow L\{f_W(W)\} = L\left\{\left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{x}{\lambda}} + \varepsilon_0 \frac{1}{\lambda 1} e^{-\frac{x}{\lambda 1}}\right)^N\right\}$$

$$\Rightarrow L\{f_W(W)\} = \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \lambda P} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \lambda 1 P}\right)^N$$

Puisque la fonction de distribution $f_x(x)$ est définie sur $[0, \infty[$, alors la fonction de distribution $f_W(W)$ est définie aussi sur $[0, \infty[$ et la transformée de Laplace de celle-ci est égale à sa fonction génératrice des moments [25]:

$$L\{f_W(W)\} = M_W(P)$$

$$M_W(P) = \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \lambda P} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \lambda 1 P}\right)^N \quad \dots (3.9)$$

Des équations (3.8) et (3.9) on déduit que :

$$Pd = (1 - \varepsilon_0) \times \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \lambda \frac{T}{\lambda 2}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \lambda 1 \frac{T}{\lambda 2}} \right)^N$$

$$+ \varepsilon_0 \times \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \lambda \frac{T}{\lambda 3}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \lambda 1 \frac{T}{\lambda 3}} \right)^N$$

$$Pd = (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T}{1+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T} \right)^N$$

$$+ \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T}{1+r+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \frac{1+r}{1+r+s}T} \right)^N \quad \dots(3.10)$$

3.5.2. Probabilité de fausse alarme

La Probabilité de fausse alarme peut être déduite en mettant « s=0 » dans l'expression (3.10) :

$$Pfa = (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1+T} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T} \right)^N$$

$$+ \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T}{1+r}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + T} \right)^N \quad \dots (3.11)$$

3.5.3. Estimation adaptative des paramètres du FRUIT (ε_0, r)

Nous constatons que l'équation (3.11) prend la forme suivante :

$$F(T, r, \varepsilon_0) = 0.$$

Où « ε_0 et r » sont respectivement la fréquence d'apparition des impulsions FRUIT et le rapport FRUIT sur bruit (FNR), ces deux paramètres seront évalués pour chaque cellule test à partir de la fenêtre de référence correspondante. Cette évaluation sera faite soit par l'algorithme de censures automatiques [9,13 et 14], ou bien par une autre méthode plus simple et relativement rapide que nous allons proposer.

3.5.3.1. L'algorithme de censure automatique

Les échantillons de la fenêtre de référence x_j , ($j = 1, 2, \dots, N$) sont d'abord classés par ordre croissant pour former la statistique d'ordre suivante:

$$y_1 < y_2 < \dots < y_{N-1} < y_N$$

Nous allons ensuite chercher le $k^{\text{ème}}$ échantillon (y_k) à partir du quel l'algorithme de censure automatique détecte la présence d'une impulsion FRUIT, ainsi tous les échantillons restants contiennent indubitablement du FRUIT. Cet algorithme fonctionne de la manière suivante :

- Chaque élément de la statistique d'ordre $\vec{y} = (y_1, y_2, \dots, y_N)$ est comparé à un seuil adaptatif d'après la règle:

$$y_{i+1} \geq S_i T_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad \dots \quad (3.12)$$

Avec :

- $S_i = \sum_{p=1}^i y_p$
- Les constantes T_i sont déterminées d'après [14] à partir de la probabilité de fausse censure ($exp : P_{fc} = 10^{-4}$).

$$P_{fc} = \binom{N}{i} \frac{1}{[1+T_i(N-i)]^i} \quad \dots \quad (3.13)$$

- La procédure récursive sera arrêtée au $k^{\text{ème}}$ échantillon, lorsque la condition (3.12) devient vraie. Les cellules de la fenêtre référence seront ainsi divisées par rapport à l'échantillon k en deux parties: La première partie de gauche contient du bruit seulement, alors que la deuxième partie contient le FRUIT plus le bruit. Les paramètres de l'interférence (FRUIT) seront estimés en utilisant cette deuxième partie [9].
- En fin, l'évaluation de la puissance (F_p) et de la probabilité d'apparence (F_f) du FRUIT peuvent être évaluées comme suit [9]:

$$\text{➤ } F_p = \begin{cases} y_{(N+k+1)/2} & \text{si } N - k \text{ est impaire} \\ \frac{\left(\frac{y_{N+k} + y_{N+k+2}}{2} \right)}{2} & \text{si } N - k \text{ est paire} \end{cases}$$

La puissance du FRUIT étant évaluée, le rapport FRUIT sur bruit sera calculé par : $r = FNR = \frac{F_p}{\lambda}$

$$\text{➤ } F_f = \varepsilon_0 = (N - k)/N$$

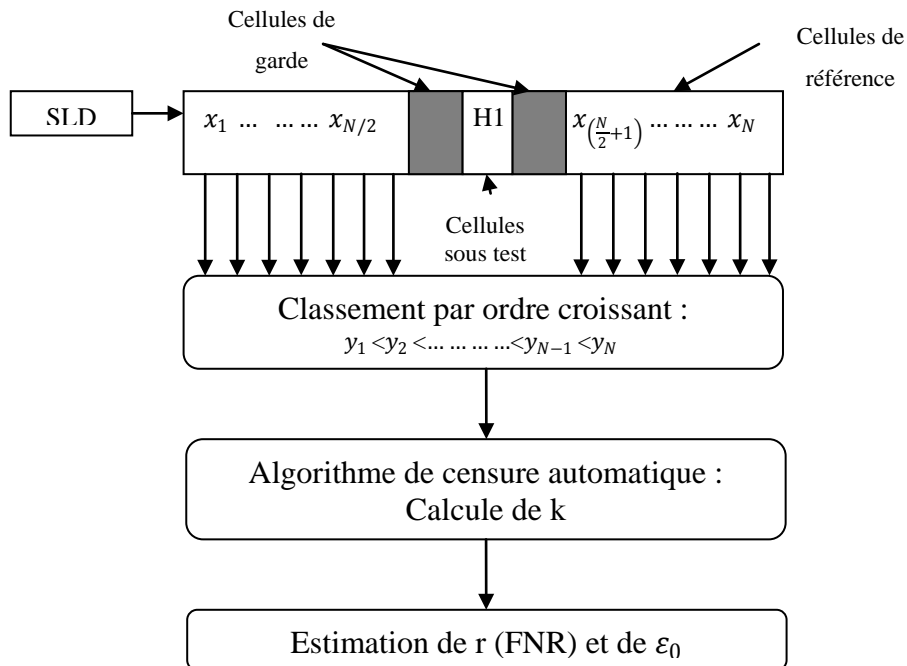


Figure 3.8 : le schéma synoptique de l'estimateur par la censure automatique

3.5.3.2. Méthode proposé (censure directe)

L'algorithme de censure automatique repose sur un dispositif qui détecte le FRUIT et évalue les deux paramètres le caractérisant (ϵ_0 et r) par rapport à un seuil adaptatif évalué par un CA-CFAR estimant le bruit à partir des cellules de gauche de la statistique d'ordre.

Puisque le bruit dans le radar secondaire est essentiellement thermique avec une fonction de distribution connue, nous pouvons fixer un seuil de détection pour toutes les cellules de références à fin d'y détecté l'existence d'impulsions FRUIT.

On aura donc pour chaque cellule deux hypothèses : H_0 pour le cas de présence du bruit seulement et H_1 pour le cas de présence du bruit plus le FRUIT.

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{xx}(xx|H_0) = \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{xx}{\lambda}} \\ f_{xx}(xx|H_1) = \frac{1}{\lambda(1+r)} e^{-\frac{xx}{\lambda(1+r)}} \end{array} \right. \dots \quad (3.14)$$

Le seuil de détection sera choisi pour une probabilité de fausse censure minimale.

$$Pfc = \int_{\beta}^{\infty} f_{xx}(xx|H_0) dx = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{xx}{\lambda}} dx = e^{-\frac{\beta}{\lambda}}$$

$$Pc = \int_{\beta}^{\infty} f_{xx}(xx|H_1) dx = \int_{\beta}^{\infty} \frac{1}{\lambda(1+r)} e^{-\frac{xx}{\lambda(1+r)}} dx = e^{-\frac{\beta}{\lambda(1+r)}}$$

Avec β : le seuil de détection

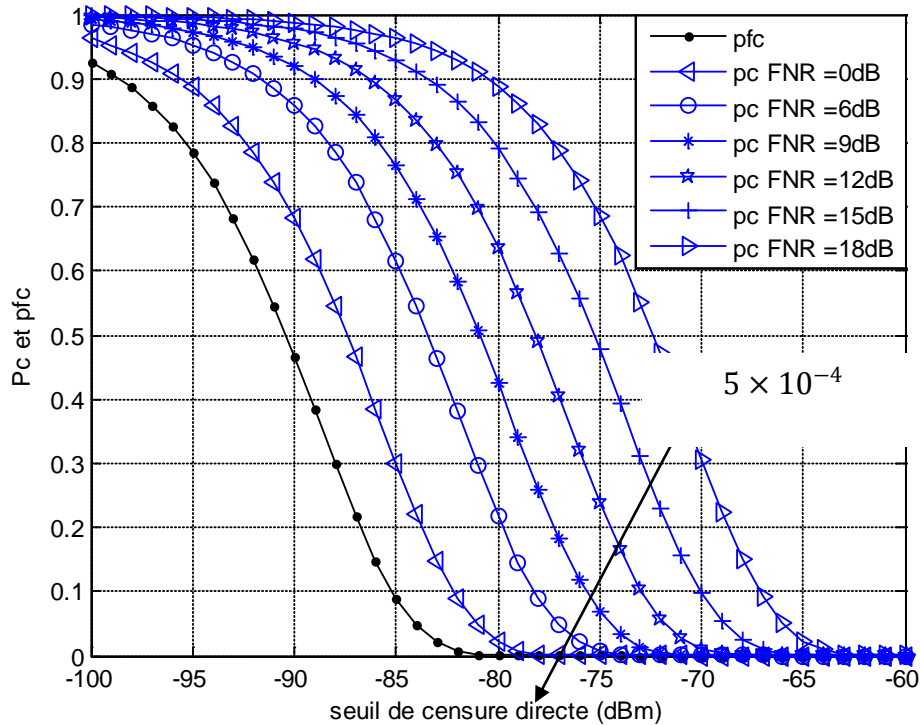


Figure 3.9 : La probabilité de censure et de fausse censure en fonction du seuil de détection

Nous remarquons sur la Figure 3.9 que pour un seuil de détection de -80dBm la probabilité de fausse censure est de 5×10^{-4} , alors que la probabilité de censure dépend du niveau de puissance du FRUIT, et elle n'est significative que pour FNR >9dB.

Après détection ou non détection du FRUIT dans chaque cellule de la fenêtre de référence, nous pouvons estimer la fréquence d'apparition des impulsions FRUIT et ensuite le rapport FRUIT sur bruit (FNR ou r), à partir du schéma proposé dans la Figure 3.10.

3.5.3.2.1. Estimation de la probabilité d'apparition des impulsions FRUIT

Les sorties binaire Q_i (Figure 3.10) des détecteurs de chaque cellule de la fenêtre de référence seront sommées et divisées par le nombre de cellule de références (N), ceci donnera une bonne estimation de la probabilité d'apparition du FRUIT « ε_0 ».

$$\varepsilon_0^* = \frac{\sum Q_i}{N} \quad \dots \quad (3.15)$$

Avec ε_0^* : probabilité d'apparitions du FRUIT estimée.

Pour que le schéma synoptique de l'estimateur par la censure directe soit plus lisible nous avons choisi le nombre de cellule de référence $N=6$ à titre d'exemple:

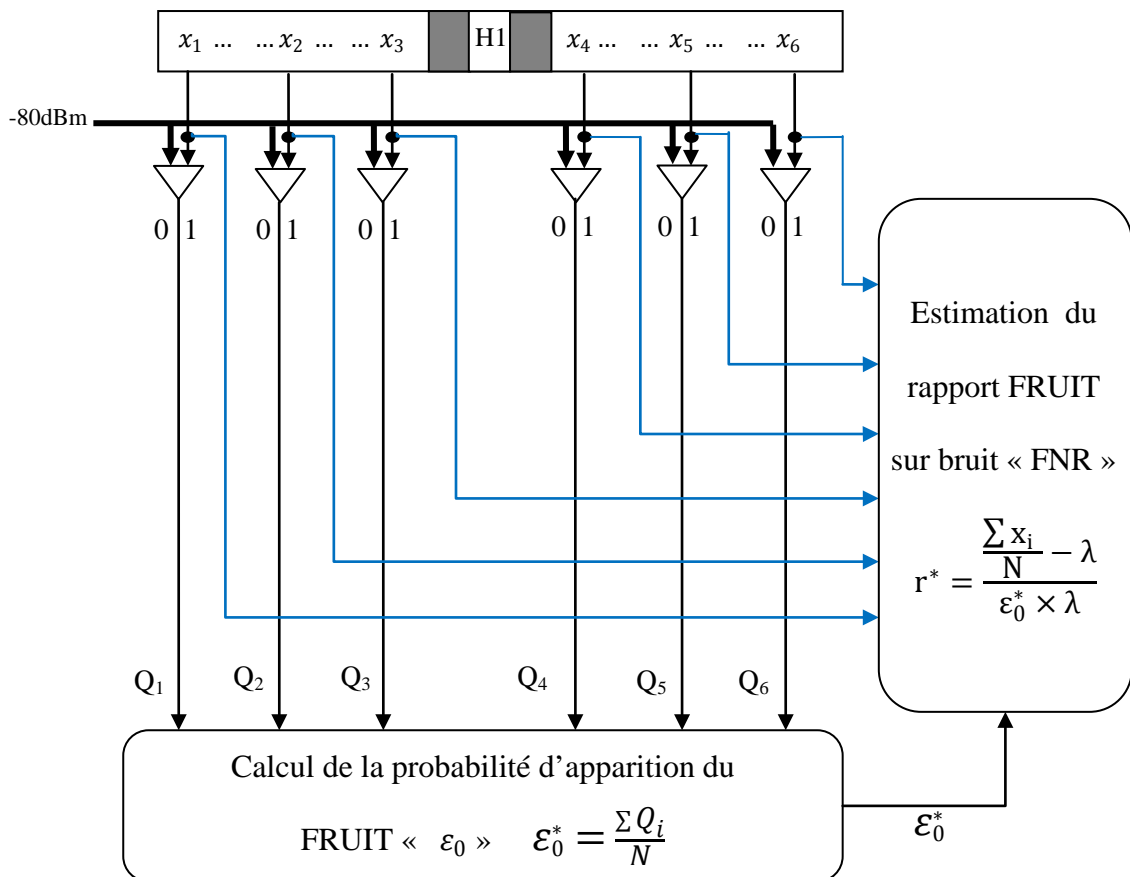


Figure 3.10 : schémas synoptique de l'estimateur du FRUIT à censure

3.5.3.2.2. Estimation du rapport FRUIT sur bruit (FNR)

La moyenne statistique des « N » cellules de référence correspond à la moyenne de la variable aléatoire définie par la fonction de distribution « $f_x(x|H0)$ » de l'expression (3.1). Cette moyenne peut être évaluée par l'estimation :

$$\begin{aligned} E [f_x(x|H0)] &= \varepsilon_0 \times E \left[\frac{1}{\lambda(1+r)} e^{\frac{-x}{\lambda(1+r)}} \right] + (1 - \varepsilon_0) \times E \left[\frac{1}{\lambda} e^{\frac{-x}{\lambda}} \right] \\ &= \varepsilon_0 \times \lambda \times (1 + r) + (1 - \varepsilon_0) \times \lambda \end{aligned}$$

On aura donc :

$$moy = \frac{\sum x_i}{N} = \varepsilon_0 \times \lambda \times (1 + r) + (1 - \varepsilon_0) \times \lambda$$

La probabilité d'apparitions du FRUIT étant évaluée par l'expression (3.15), la valeur de « r » (FNR) pourra ainsi être évaluée par l'expression:

$$r^* = \frac{\frac{\sum x_i}{N} - \lambda}{\varepsilon_0^* \times \lambda} \quad \dots \quad (3.16)$$

3.5.3.2.3. Performance de la censure directe

Pour tester la performance de l'estimateur proposé nous avons généré un signal contenant du bruit dont la fonction de distribution est exponentielle (en amont du détecteur quadratique) et dont la moyenne est λ ($\lambda = 1.3123 \times 10^{-9}$), et des impulsions d'interférences avec une probabilité d'apparition poissonnienne « ε_0 » et une distribution en amplitude exponentielle dont la moyenne est $\lambda \times (1 + r)$.

Pour $r=50\text{dB}$ et $\varepsilon_0 = 0.05$ la forme du signal simulé est représenté sur la Figure 3.11 :

Avant d'appliquer l'estimation par censure directe sur ce signal, il faut mentionner que les paramètres du FRUIT qu'on doit estimer à partir des cellules de références, varient lentement d'une cellule test à la cellule test adjacente, puisque pour deux cellules tests adjacentes les fenêtres de référence correspondantes ne diffèrent que de deux cellules (les extrémités de la fenêtre de référence).

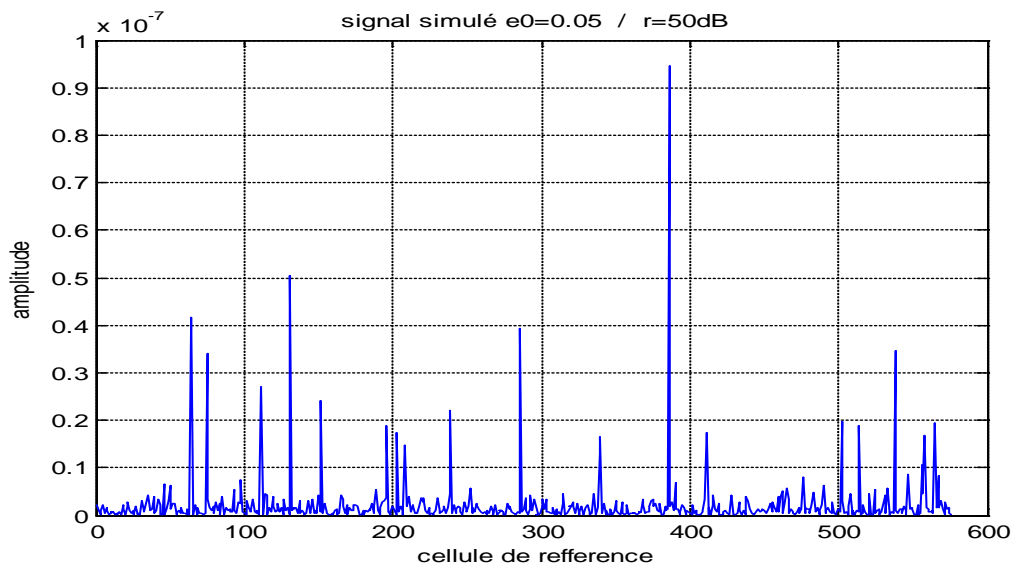


Figure 3.11 : signal simulé avec $\varepsilon_0 = 0.05$ et $r=50\text{dB}$

Ainsi on a simulé pour chaque cellule test des paramètres FRUIT différents, mais qui varient lentement d'une cellule à l'autre (Figure 3.12).

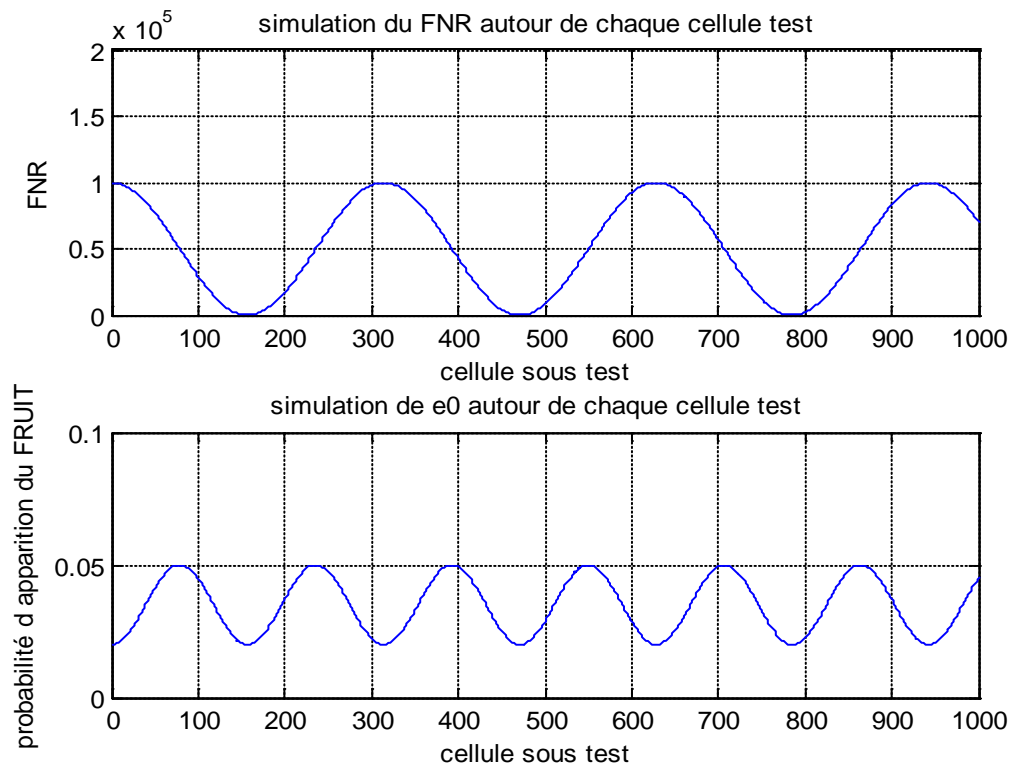


Figure 3.12 : simulation de ε_0 et du FNR pour 1000 cellules test

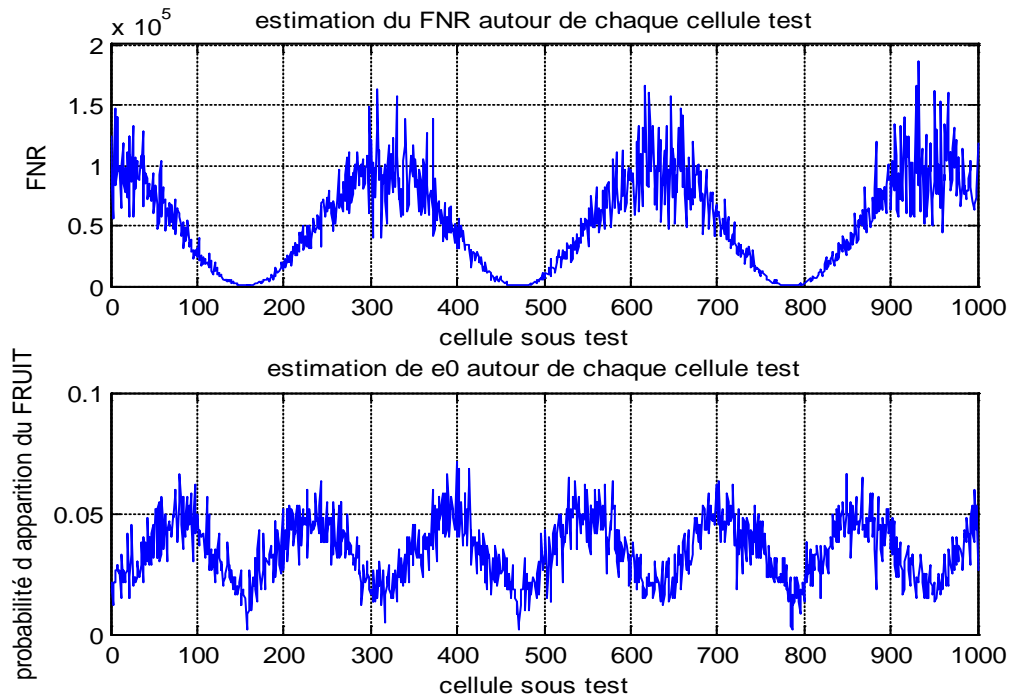


Figure 3.13 : estimation de ϵ_0 et du FNR pour 1000 cellules test adjacentes par la censure directe (N=600)

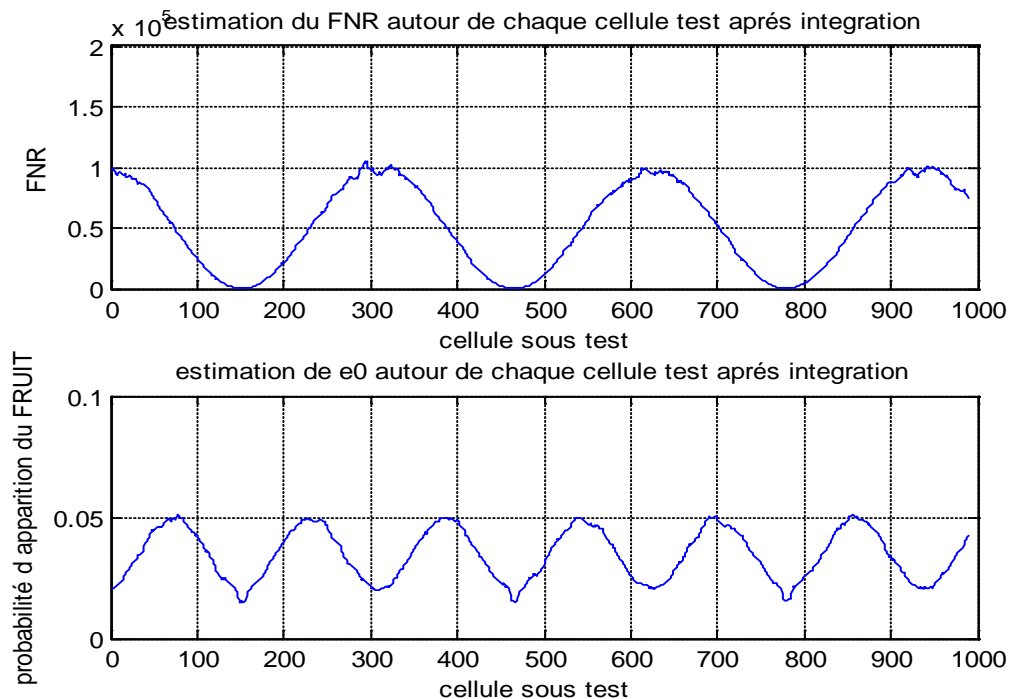


Figure 3.14: estimation de ϵ_0 et du FNR pour 1000 cellules test adjacentes (N=6000)

L'application de la censure directe nous donne une estimation satisfaisante avec une erreur (Figure 3.13), due au fait que le nombre de cellules de référence n'est pas assez représentatif. Nous pouvons diminuer cette erreur par une fenêtre de référence plus large, Nous constatons une nette amélioration de l'estimation (Figure 3.14) qui prend des valeurs très proches des valeurs simulées (Figure 3.12). Cependant des valeurs faibles du FNR et de ε_0 seront mal estimés, car dans ce cas les impulsions FRUIT seront noyées dans le bruit.

3.5.4. Performance du CA-CFAR

L'étude de performance du CA-CFAR se fait en trois étapes :

- a) Fixer une probabilité de fausse alarme, désirée.
- b) Calculer le facteur d'échelle « T » nécessaire.
- c) Déduire la probabilité de détection.

Application

- a) On fixe $Pfa = 10^{-6}$.
- b) Le facteur d'échelle « T » sera calculé par la résolution de l'équation (3.11). Cette équation est non linéaire, elle peut être résolue par la méthode de dichotomie.

Nous allons nous intéresser pour le cas où les valeurs « ε_0 et r », sont les plus défavorable à la détection: $r=50\text{dB}$ et $\varepsilon_0 = 0,05$.

- c) On remplace T dans l'expression (3.10) et on calcule la probabilité de détection pour différentes valeurs de « s ».la Figure (3.15) représente la variation de la probabilité de détection en fonction du rapport SNR, sachant que r et ε_0 sont des constantes, respectivement égale à 50dB et $0,05$.

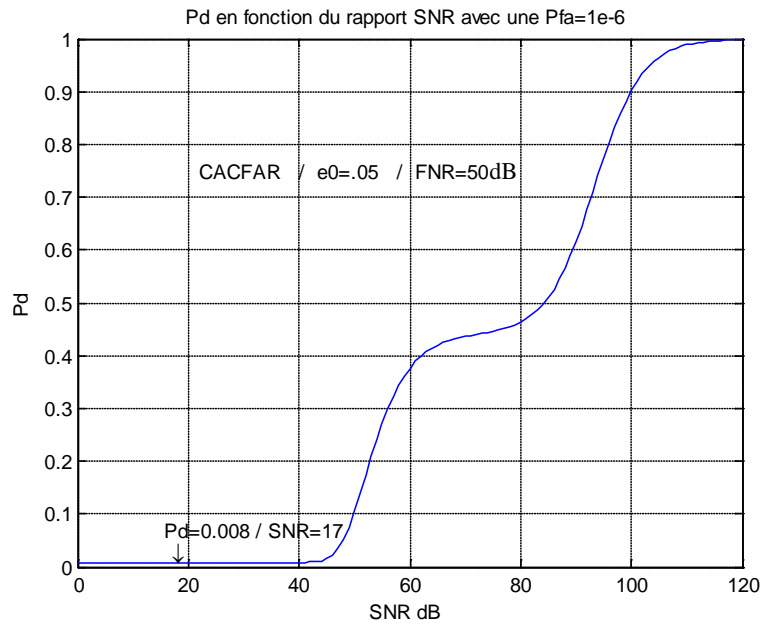


Figure 3.15 : la probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,05$, $N=16$

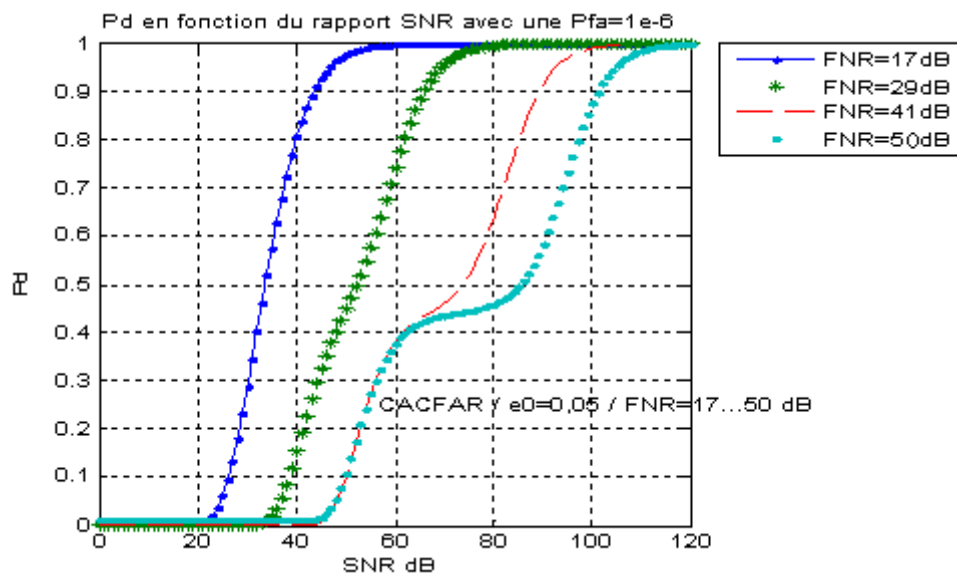


Figure 3.16 : la probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50dB$ et $N=16$.

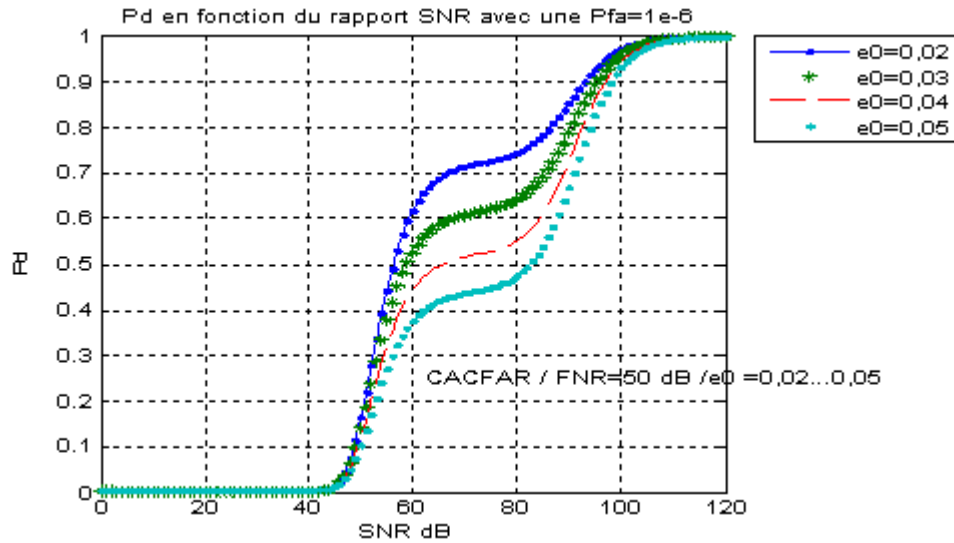


Figure 3.17 : la probabilité de détection du CA-CFAR en fonction du SNR pour $r=50\text{dB}$ et $\varepsilon_0 = 0,02\dots0,05$ et $N=16$.

Sur la Figure (3.15) on remarque que la probabilité de détection est très faible pour un rapport SNR =17dB, et qu'elle ne devient significatif que pour SNR>100dB. Sur les figures (3.16) et (3.17) nous analysons le comportement de la courbe « $Pd=\text{fonction}(\text{SNR})$ » en variant ε_0 et r .

3.6. Détection CA-CFAR-BI

En fonction de l'angle d'ouverture à -3dB (environ $2,8^\circ$), de la vitesse de rotation de l'antenne et de la fréquence d'interrogation, un avion peut recevoir un nombre « L » d'interrogation (coup au but) et répondre « M » fois.

Nous proposons, le «CA-CFAR-BI» (cell averaging - CFAR - binary integration), qui est une intégration binaire du détecteur CA-CFAR. Comme nous l'avons fait pour le détecteur binaire à seuil fixe, nous choisissons les valeurs $L=6$ et $M=4$ comme critère de détection binaire :

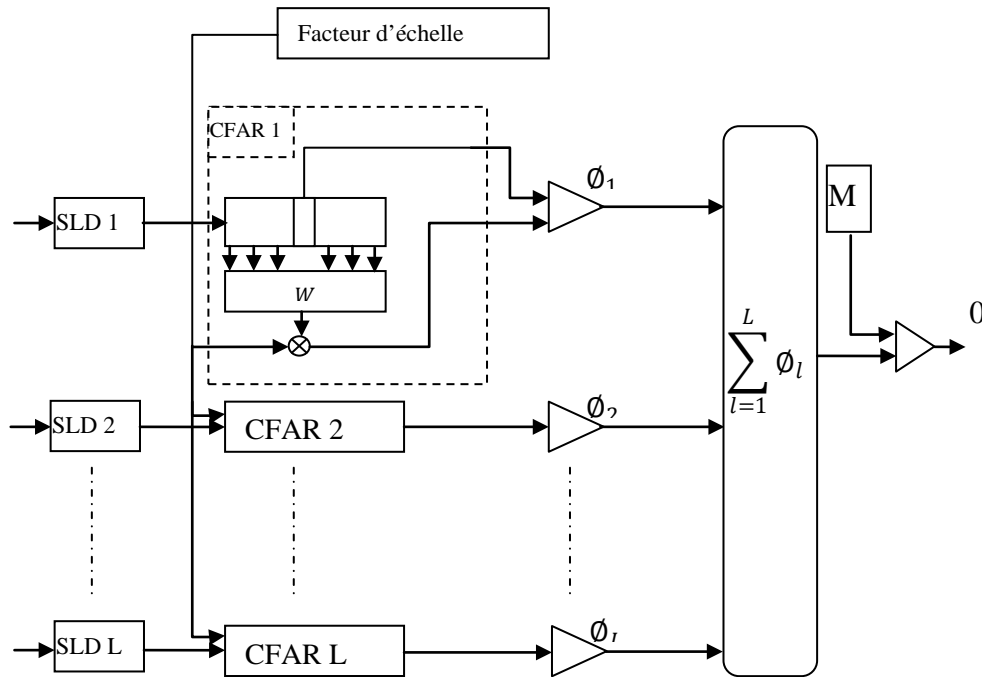


Figure 3.18 : schémas synoptique du détecteur CA-CFAR-BI

3.6.1. Probabilité de détection binaire

Pour déclarer la cible présente, on détermine un nombre minimal « M » de détection sur « L » récurrence, ainsi la loi de la probabilité de détection binaire est égale à la somme des lois binomiales de détection de M, M+1, M+2, ..., L impulsions sur L récurrences [21].

$$Pd_{BI} = \sum_{l=M}^L C_L^l Pd^l (1 - Pd)^{L-l}$$

Sachant que « Pd » est la probabilité de détection d'une impulsion par un CA-CFAR, évaluée précédemment par l'expression (3.10). On aura donc l'expression :

3.6.3. Performance du CA-CFAR-BI

Nous procédons toujours par les trois étapes :

- On fixe $Pfa_{BI} = 10^{-6}$.
- Le facteur d'échelle « T_{BI} » sera calculé après résolution de l'équation (3.18), par la méthode de dichotomie.
- On remplace T_{BI} dans l'expression (3.17) et on calcule la probabilité de détection binaire Pd_{BI} pour différentes valeurs de s .

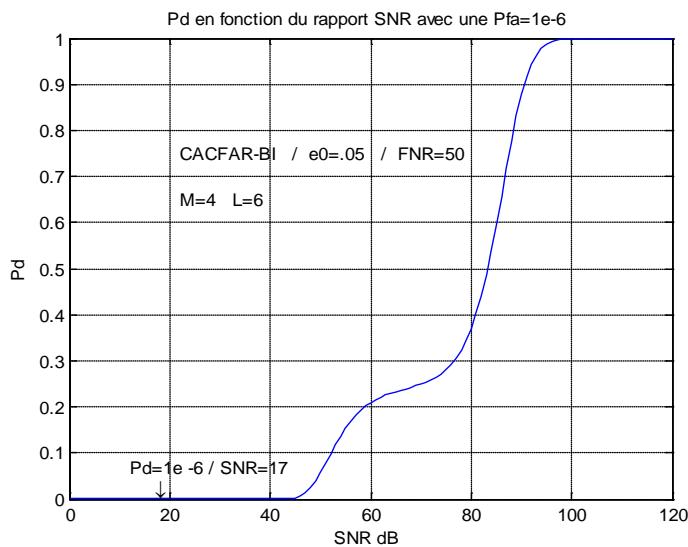


Figure 3.19-a : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\varepsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$.

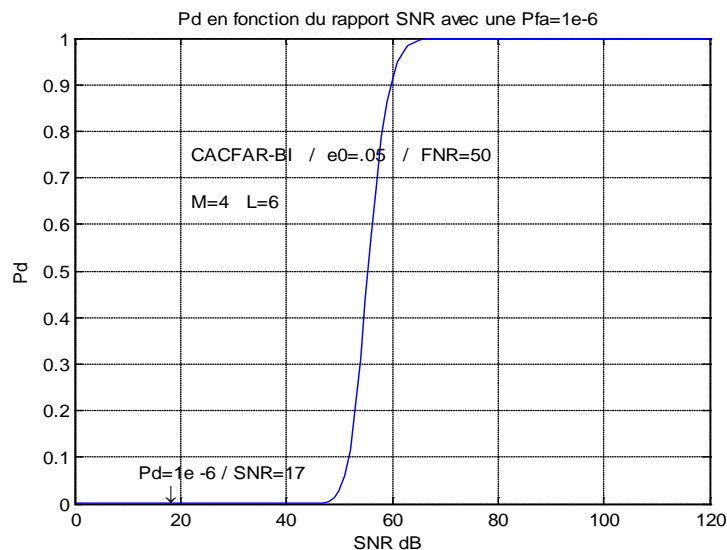


Figure 3.19-b : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\varepsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=96$.

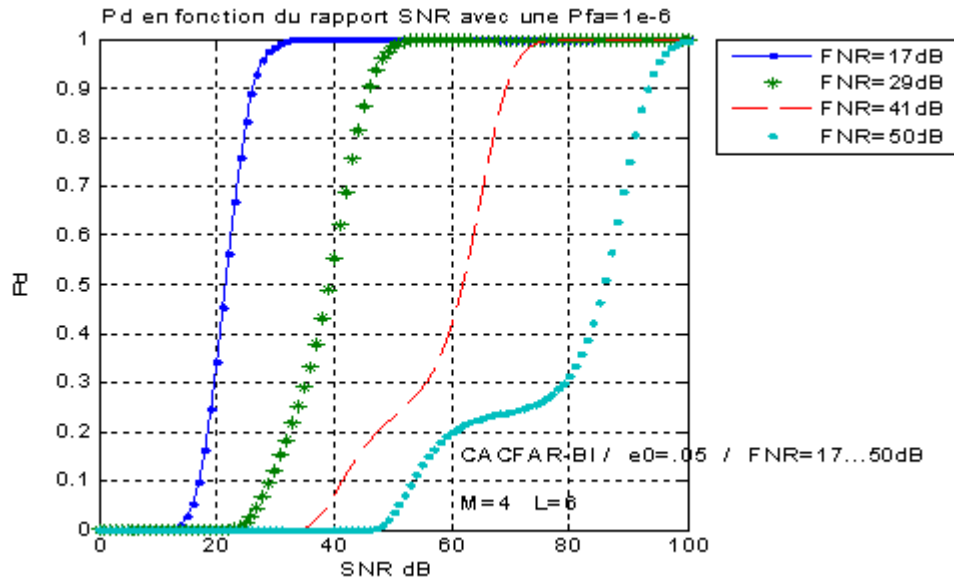


Figure 3.20 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $\varepsilon_0 = 0,05$, $r=17...50dB$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$.

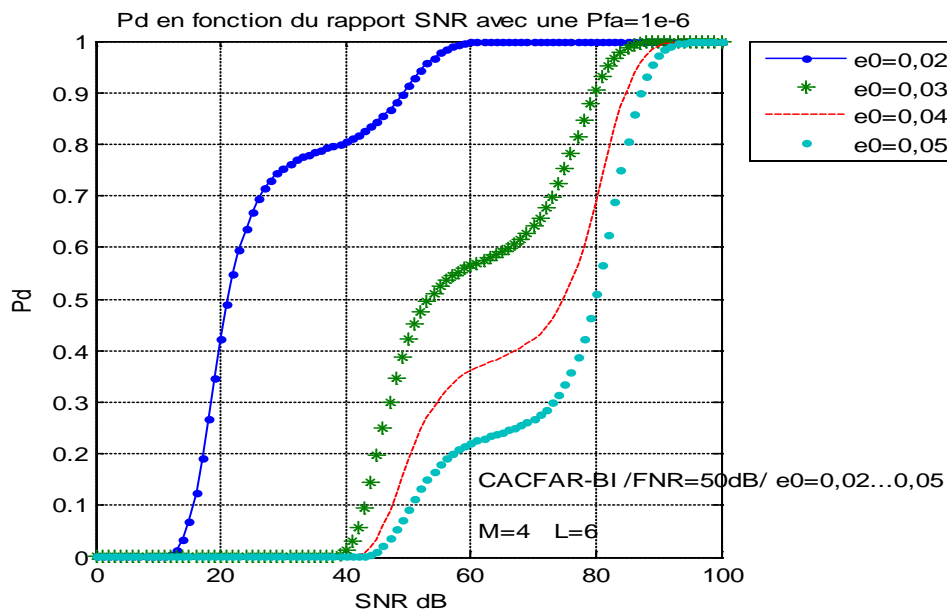


Figure 3.21 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\varepsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$.

Sur les figures (3.20) et (3.21) nous Remarquons une nette amélioration de la probabilité de détection binaire (Pd_{BI}) pour $SNR > 90dB$ et une diminution de cette probabilité (Pd_{BI}) pour $SNR < 90dB$. La loi binomiale de l'intégrateur binaire « $Pd_{BI} = \sum_{l=M}^L C_L^l Pd^l (1 - Pd)^{L-l}$ », permet d'améliorer la probabilité de détection binaire (Pd_{BI}) si la probabilité de détection (Pd) est proche de (1) un, et la détériore dans le cas contraire.

Sur les figures (3.19-a) et (3.19-b) nous remarquons une nette amélioration du graphe (Pd) pour une fenêtre de référence large, ce qui nous pousse dans ce qui suit à estimer le FRUIT sur toutes les récurrences pour chaque cellule test.

3.7. Détection CA-CFAR-BI-2D: (a deux dimensions)

Le schéma du CA-CFAR-BI-2D s'apparente étroitement au schéma du CA-CFAR-BI, la seule différence est que l'estimation du signal parasite est faite à partir des cellules de références de toutes les récurrences (L).

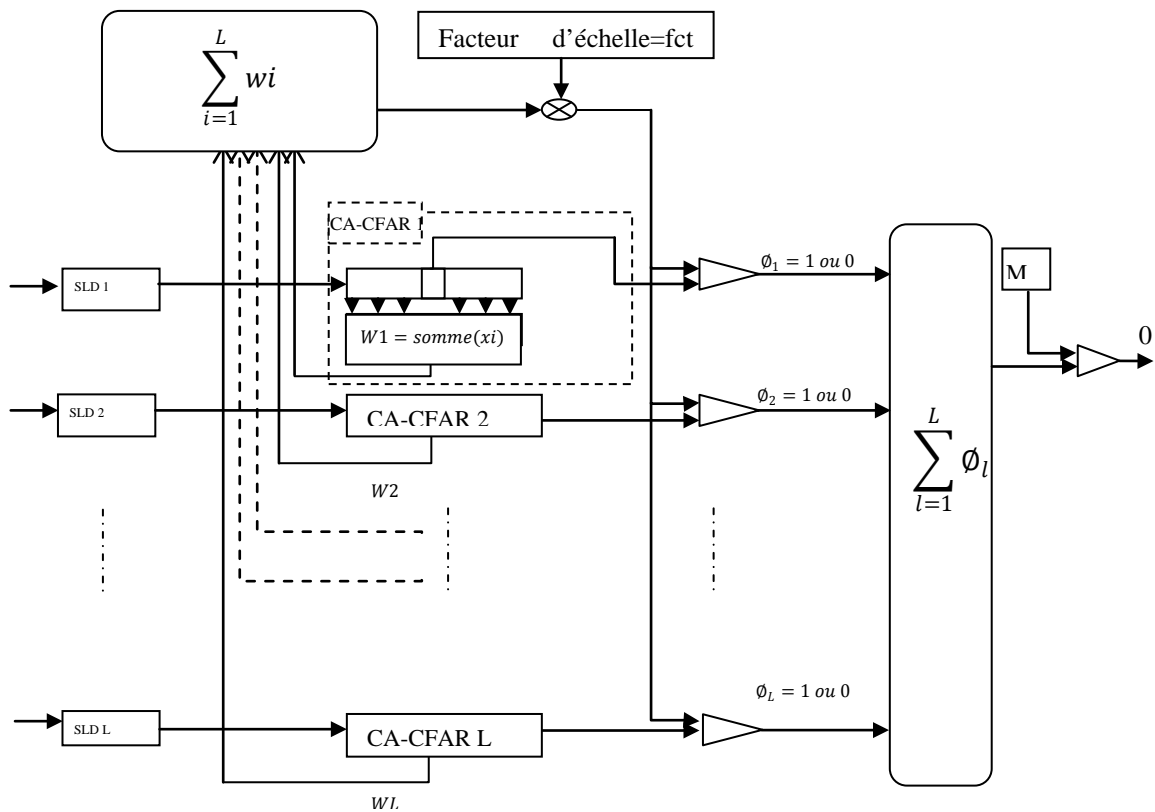


Figure 3.22 : schémas synoptique du détecteur
CA-CFAR-BI-2D

3.7.1. Probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D

La formule de la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D est identique à la formule du CA-CFAR-BI, sauf que le terme N est remplacé par le terme « NL » ; avec : $NL=N \times L$.

$$P_{d_{2D}} = \sum_{l=M}^L C_L^l \times \left((1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{2D}}{1+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{2D}} \right)^{NL} + \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{2D}}{1+r+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \frac{1+r}{1+r+s} T_{2D}} \right)^{NL} \right)^l \times \left(1 - (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{2D}}{1+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{2D}} \right)^{NL} - \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{2D}}{1+r+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \frac{1+r}{1+r+s} T_{2D}} \right)^{NL} \right)^{L-l} \dots (3.19)$$

3.7.2. Probabilité de fausse alarme du CA-CFAR-BI-2D

La P_{fa} peut être déduite en mettant « $s=0$ » dans l'expression (3.19) :

$$P_{fa_{2D}} = \sum_{l=M}^L C_L^l \times \left((1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1+T_{2D}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1+(1+r)T_{2D}} \right)^{NL} + \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1+\frac{T_{2D}}{1+r}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1+T_{2D}} \right)^{NL} \right)^l \times \left(1 - (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1+T_{2D}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1+(1+r)T_{2D}} \right)^{NL} - \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1+\frac{T_{2D}}{1+r}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1+T_{2D}} \right)^{NL} \right)^{L-l} \dots (3.20)$$

3.7.3. Performance du CA-CFAR-BI-2D

Nous procédons toujours par les trois étapes :

- On fixe $Pfa_{2D} = 10^{-6}$.
- Le facteur d'échelle « T_{2D} » sera calculé après résolution de l'équation (3.20). par la méthode de dichotomie.
- On remplace T_{2D} dans l'expression (3.19) et on calcule la probabilité de détection Pd_{2D} pour différentes valeurs de s .

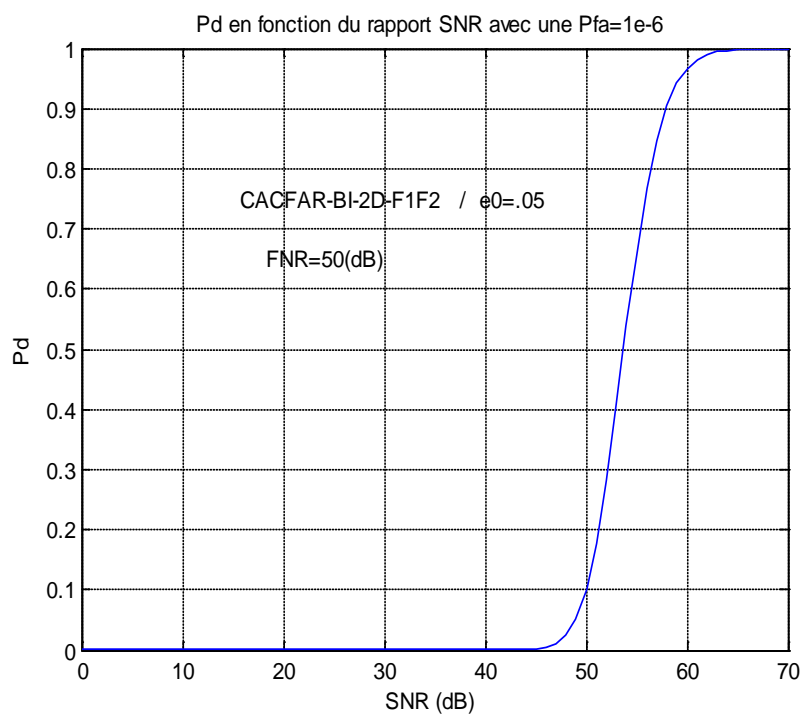


Figure 3.23 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$ et $L=6$ et $N=16$.

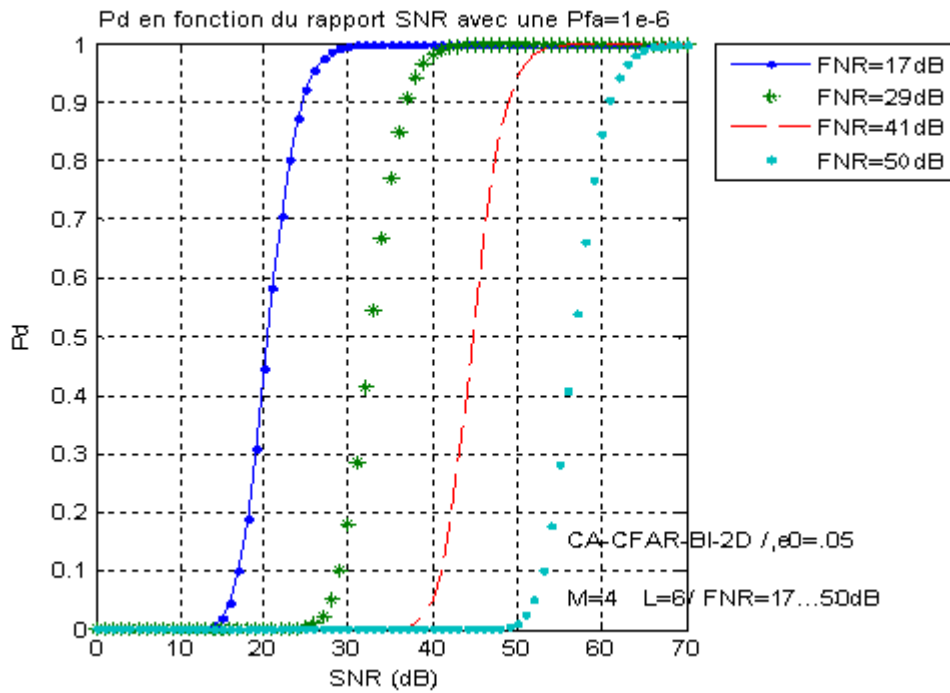


Figure 3.24 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50dB$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$.

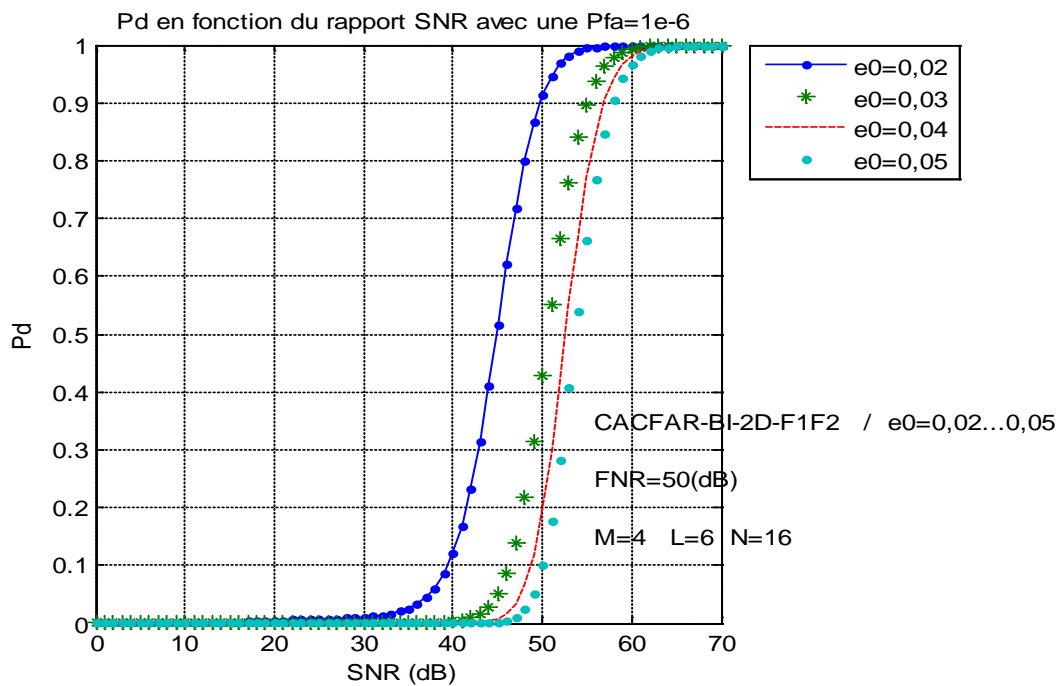


Figure 3.25 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$.

En analysant les graphes 3.23, 3.24 et 3.25 nous arrivons à la conclusion que le CA-CFAR-BI-2D est le schéma le plus performant de tous les schémas CFAR précédemment étudiés . Ainsi pour une fenêtre de référence très large, ce détecteur se rapproche du détecteur optimale de Neyman-Pearson (Binaire a seuil fixe).

Les particularités du signal réponse (SSR) suivantes vont nous permettre d'améliorer considérablement les performances de détection :

- Les réponses SSR sont caractérisées par les impulsions d'encadrement (F1 F2), qui sont séparées par 20,3 μ s
- Les impulsions d'encadrement (F1 F2) ont le même niveau de puissance, aussi, ils ont le même niveau de puissance que les impulsions de codages « A1 A2 A4 B1 B2 B4 C1 C2 C4 D1 D2 D4 ».

3.8. Détection CA-CFAR-BI-2D de deux (2) impulsions (F1 F2) simultanément

La présence d'une cible, inclut automatiquement la présence des deux impulsions d'encadrement F1 et F2 espacées de 20,3 μ s. Ainsi si on peut restreindre le critère de détection, à une détection simultanée des deux impulsions F1 et F2, on aura alors beaucoup moins de chance de faire une fausse alarme, ceci améliorera automatiquement la probabilité de détection.

Ce critère de détection peut être réalisé en intégrant deux **CA-CFAR-BI-2D** en série, dont les cellules sous test sont reliées à une porte AND (après intégration binaire). La sortie de cette porte indique la présence ou la non-présence d'une réponse SSR. Cette détection pourra en suite, enclencher la lecture des cellules qui correspondent à la position des impulsions de codage « A1 A2 A4 B1 B2 B4 C1 C2 C4 D1 D2 D4 » après comparaison avec le même seuil de détection qui a permis de détecté F1 et F2 simultanément.

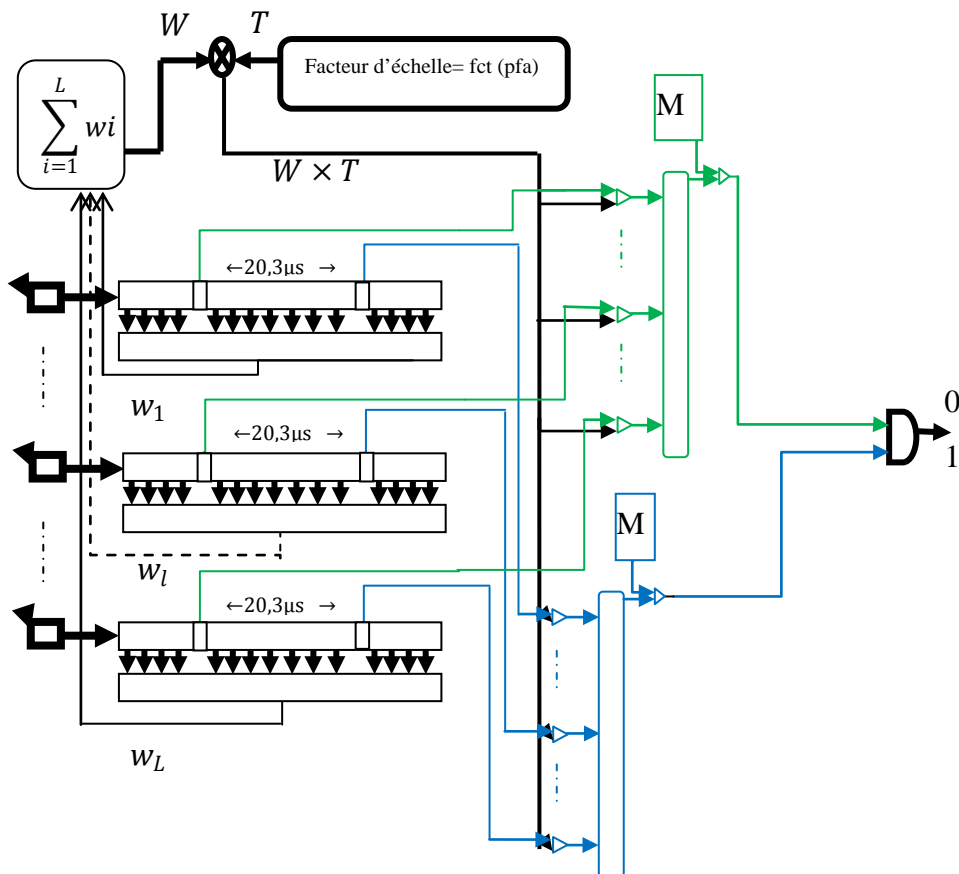


Figure 3.26 : schémas synoptique du détecteur
CA-CFAR-BI-2D-F1F2

3.8.1. Probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) :

Les deux impulsions F1 et F2 sont très proches l'une de l'autre, ceci va nous permettre de prendre les même cellules de références pour la détection des deux impulsions.

Soit « Pd_1 » la probabilité de détection de F1 et « Pd_2 » la probabilité de détection de F2, alors « $Pd_{F1F2} = Pd_1 \times Pd_2 = (Pd_1)^2 = (Pd_2)^2$ » est la probabilité de détection des deux impulsions F1 et F2 simultanément, car ε_0 et r sont estimés à partir du même groupe de cellules de référence, et aussi, car la magnitude de F1 est égale a celle de F2.

$$\text{On aura alors : } Pd_{F1F2} = (Pd_{2D})^2$$

$$Pd_{F1F2} = \sum_{l=M}^L \left[C_L^l \times \left((1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{F1F2}}{1+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{F1F2}} \right)^{NL} + \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{F1F2}}{1+r+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \frac{1+r}{1+r+s} T_{F1F2}} \right)^{NL} \right)^l \right. \\ \left. \times \left(1 - (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{F1F2}}{1+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{F1F2}} \right)^{NL} - \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{F1F2}}{1+r+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \frac{1+r}{1+r+s} T_{F1F2}} \right)^{NL} \right)^{L-l} \right]^2 \quad \dots (3.21)$$

3.8.2. Probabilité de fausse alarme du CA-CFAR-BI-2D (F1F2)

La Pfa peut être déduite en mettant « $s=0$ » dans l'expression (3.21) :

$$Pfa_{F1F2} = \sum_{l=M}^L \left[C_L^l \times \left((1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + T_{F1F2}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{F1F2}} \right)^{NL} + \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{F1F2}}{1+r}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + T_{F1F2}} \right)^{NL} \right)^l \right. \\ \left. \times \left(1 - (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + T_{F1F2}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{F1F2}} \right)^{NL} - \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{F1F2}}{1+r}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + T_{F1F2}} \right)^{NL} \right)^{L-l} \right]^2 \quad \dots (3.22)$$

3.8.3. Performance du CA-CFAR-BI-2D(F1F2)

Nous procédons toujours par les trois étapes :

- On fixe $Pfa_{F1F2} = 10^{-6}$.
- T_{F1F2} est calculé après résolution de l'équation (3.22).
- On remplace T_{F1F2} dans l'expression (3.21) et on calcule la probabilité de détection Pd_{F1F2} pour différentes valeurs de s .

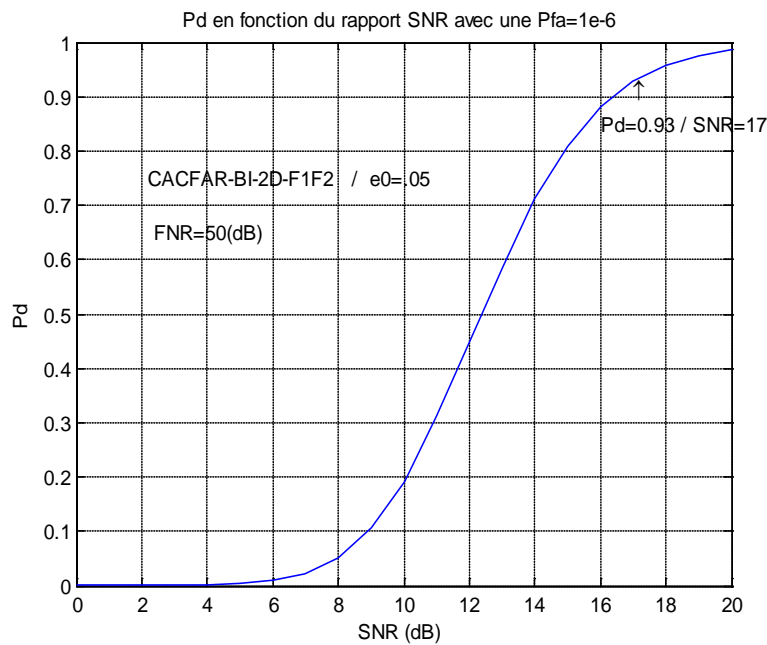


Figure 3.27 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$.

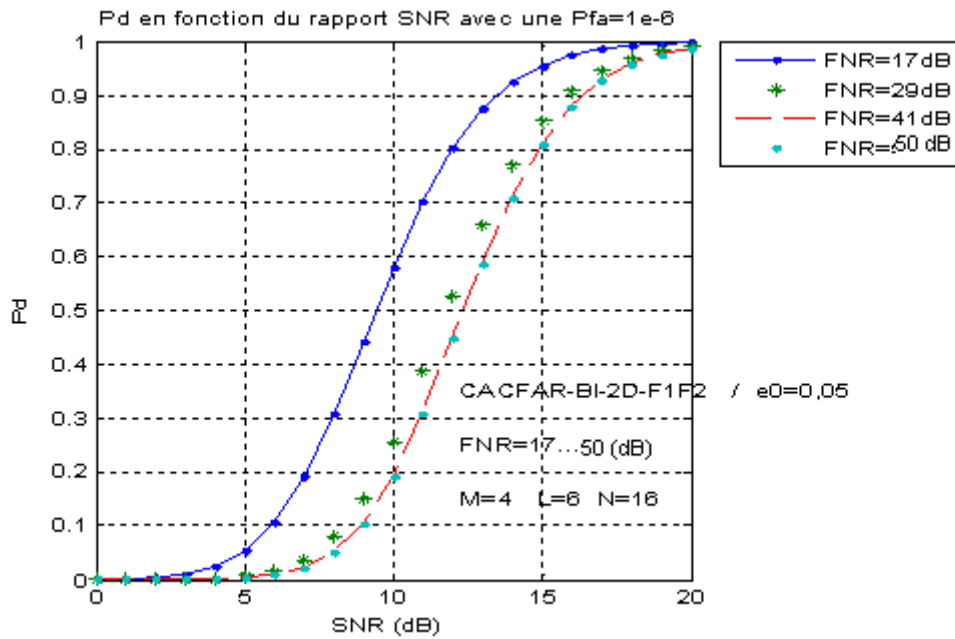


Figure 3.28 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $\varepsilon_0 = 0,05$, $r=17...50dB$,

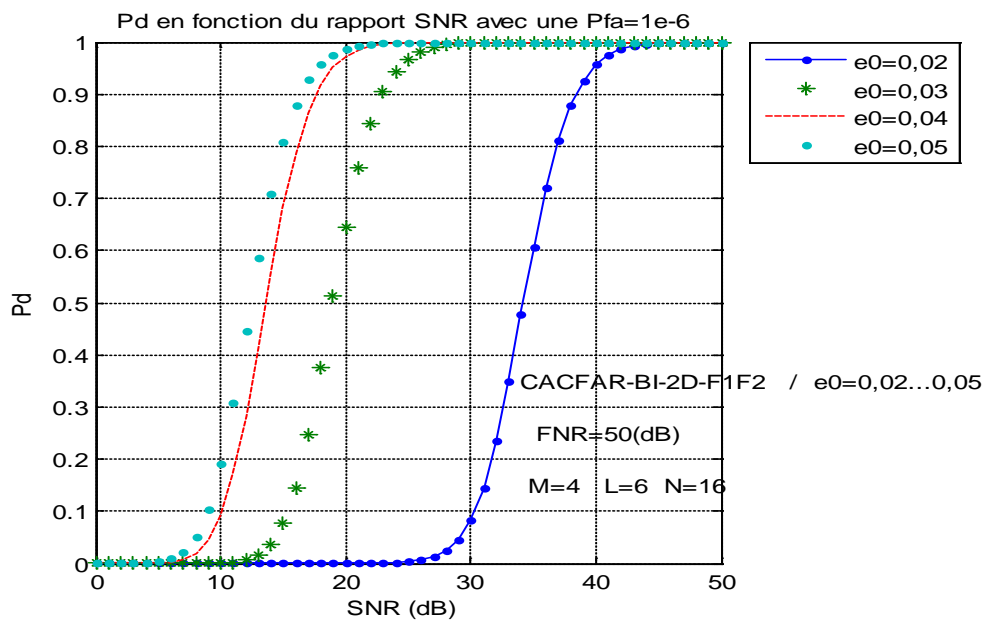


Figure 3.29 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\varepsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=16$.

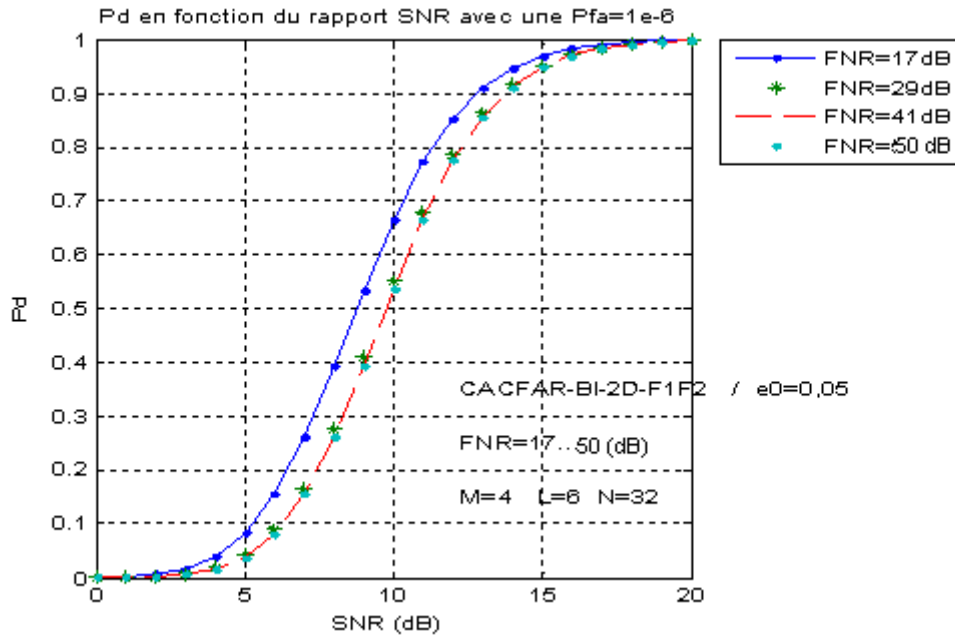


Figure 3.30 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17\dots 50$ dB, $M=4$, $L=6$ et $N=32$.

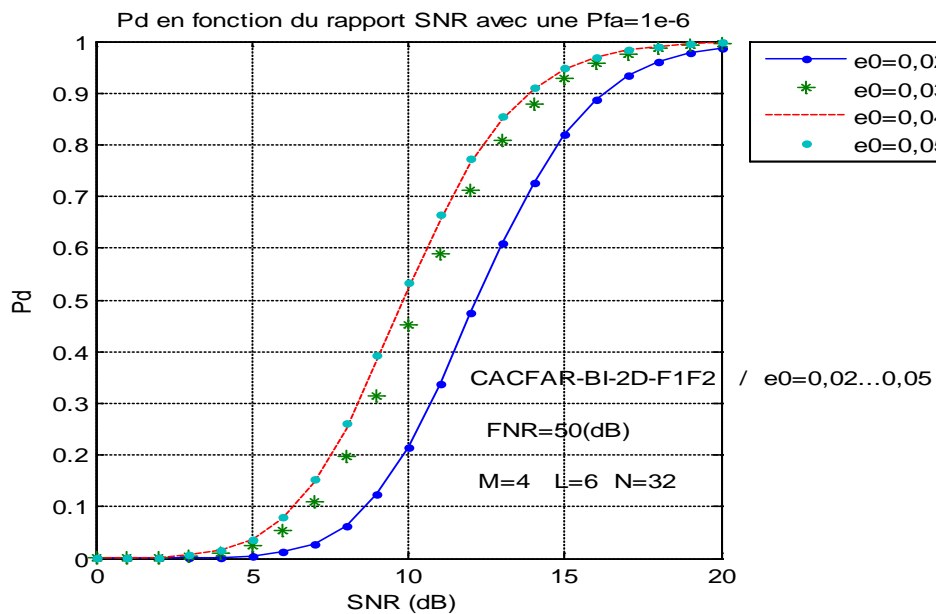


Figure 3.31 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50$ dB, $\epsilon_0 = 0,02\dots 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=32$.

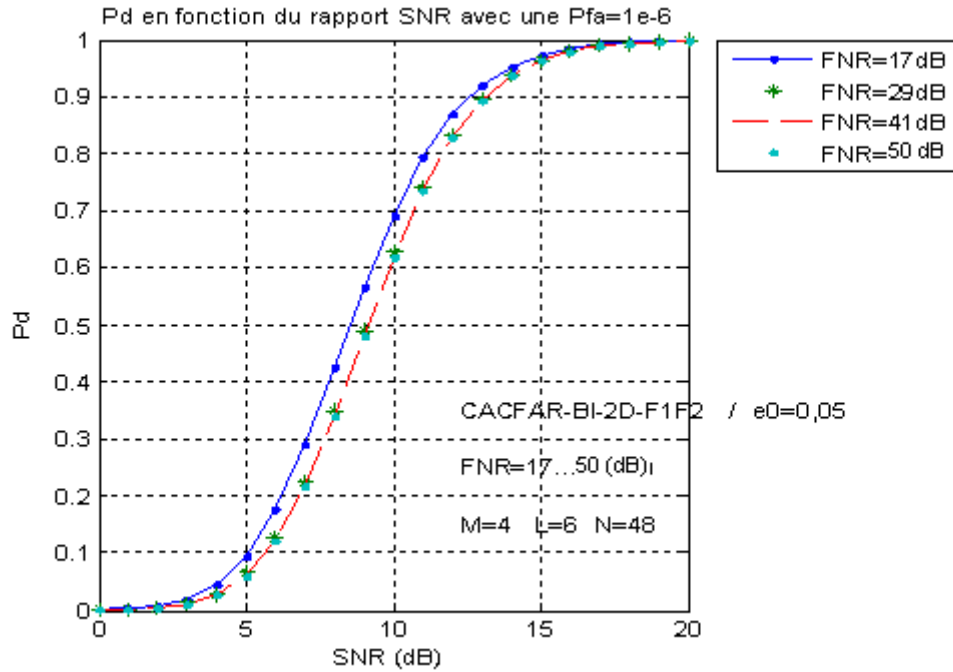


Figure 3.32 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50dB$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$.

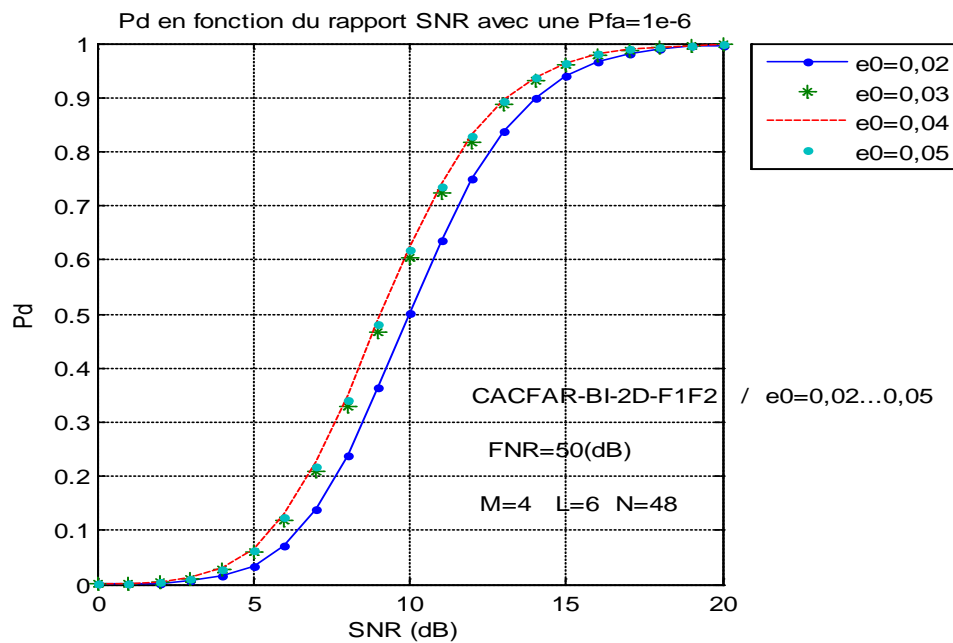


Figure 3.33 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D(F1F2) en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$.

Sur les figures 3.27, 3.28 et 3.29 où le nombre des cellules de référence $N=16$, on retient que le CA-CFAR-BI-2D-F1F2 est un schéma efficace, néanmoins on remarque une nette diminution de la probabilité de détection pour des valeurs $e_0 < 0,04$. Ceci est dû à une mauvaise estimation du signal parasite. On peut améliorer cette estimation en augmentant le nombre des cellules de références (N).

Sur les figures 3.30, et 3.31 où le nombre des cellules de référence $N=32$, l'estimation du signal parasite a été améliorée et la probabilité de détection aussi. On remarque que la Pd pour les différentes valeurs de e_0 commence à converger vers un seul graphe.

Pour $N=48$ on remarque sur les figures 3.32 et 3.33 que le graphe de la probabilité de détection est pratiquement le même pour les différentes valeurs de e_0 et de FNR.

Pour $N=48$ et $Pfa = 10^{-6}$ la probabilité de détection avoisine 0,98 pour toutes les valeurs de e_0 et r ($e_0=0,02\dots0,05$ et $r=17\text{dB}\dots50\text{dB}$).

3.9. Détection CA-CFAR-BI-2D de trois (3) impulsions simultanément:

En plus des deux impulsions F1 et F2 on peut ajouter une troisième impulsion, par rapport au fait qu'une réponse SSR comprend nécessairement et au moins une impulsion de codage (A1 A2 A4 B1 B2 B4 C1 C2 C4 D1 D2 D4). Cette réflexion nous amène à ajouter à la porte logique (AND) du schéma de la figure 3.26 le schéma suivant :

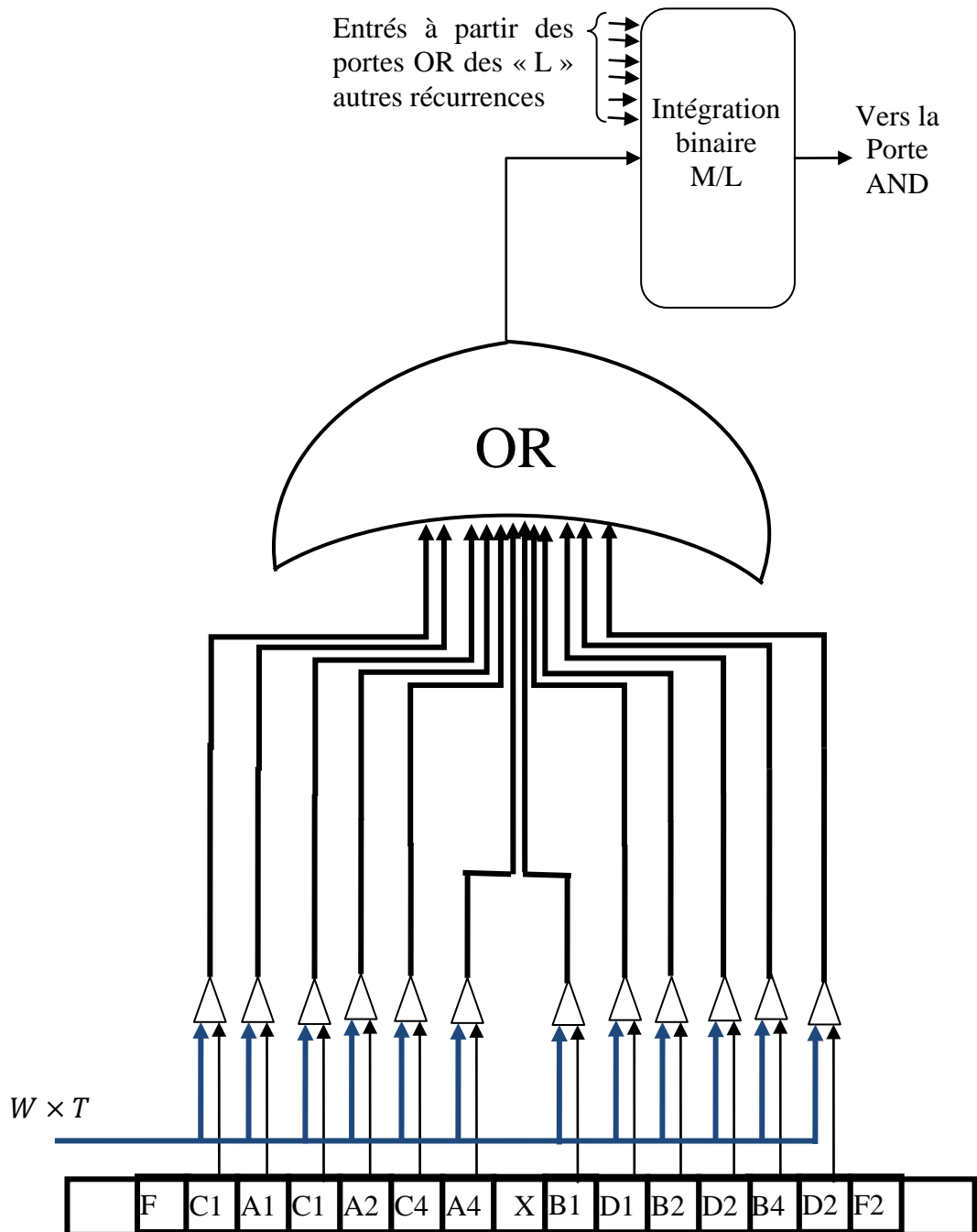


Figure 3.34 : détection d'au moins une impulsion code

3.9.1. Probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I)

La probabilité de détection de trois impulsions F1, F2 et l'une des impulsions de codage sera formulée comme suit :

$$Pd_{3I} = (Pd_{2D})^3$$

$$Pd_{3l} = \left[\sum_{l=M}^L \left[C_L^l \times \begin{pmatrix} (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{3l}}{1+s}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{3l}} \right)^{NL} \\ + \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{3l}}{1+r}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + \frac{1+r}{1+r+s} T_{3l}} \right)^{NL} \end{pmatrix} \right]^{L-l} \right]^3 \quad \dots (3.23)$$

3.9.2. Probabilité de fausse alarme du CA-CFAR-BI-2D (3l)

La Pfa peut être déduite en mettant « $s=0$ » dans l'expression (3.23) :

$$Pfa_{3l} = \left[\sum_{l=M}^L \left[C_L^l \times \begin{pmatrix} (1 - \varepsilon_0) \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + T_{3l}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + (1+r)T_{3l}} \right)^{NL} \\ + \varepsilon_0 \left((1 - \varepsilon_0) \frac{1}{1 + \frac{T_{3l}}{1+r}} + \varepsilon_0 \frac{1}{1 + T_{3l}} \right)^{NL} \end{pmatrix} \right]^{L-l} \right]^3 \quad \dots (3.24)$$

3.9.3. Performance du CA-CFAR-BI-2D (3I)

Nous procédons toujours par les trois étapes :

- $Pfa_{3I} = 10^{-6}$.
- T_{3I} sera calculé après résolution de l'équation (3.24).
- On remplace T_{3I} dans l'expression (3.23) et on calcule la probabilité de détection Pd_{3I} pour différentes valeurs de s .

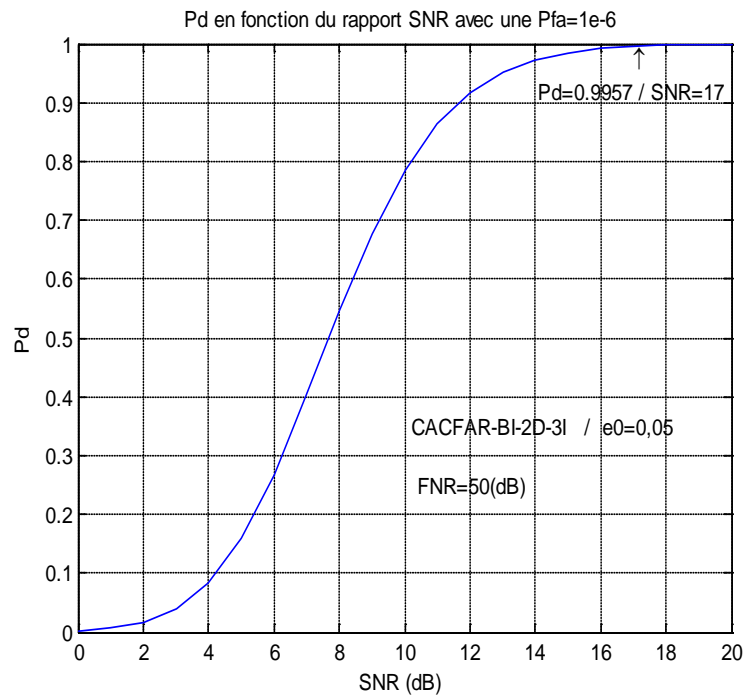


Figure 3.35 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D-(3I) en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$.

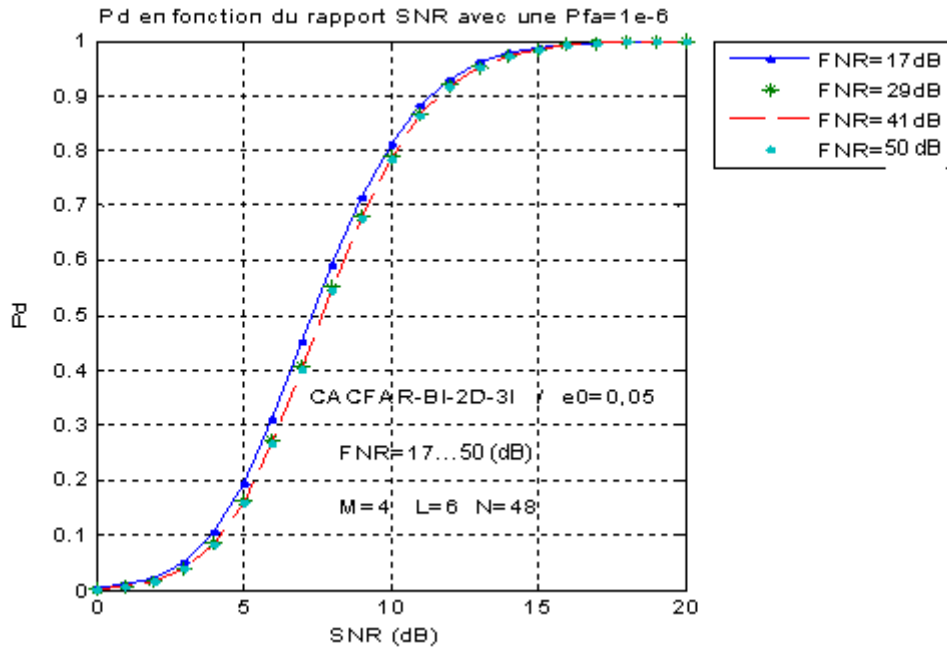


Figure 3.36 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50dB$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-6}$.

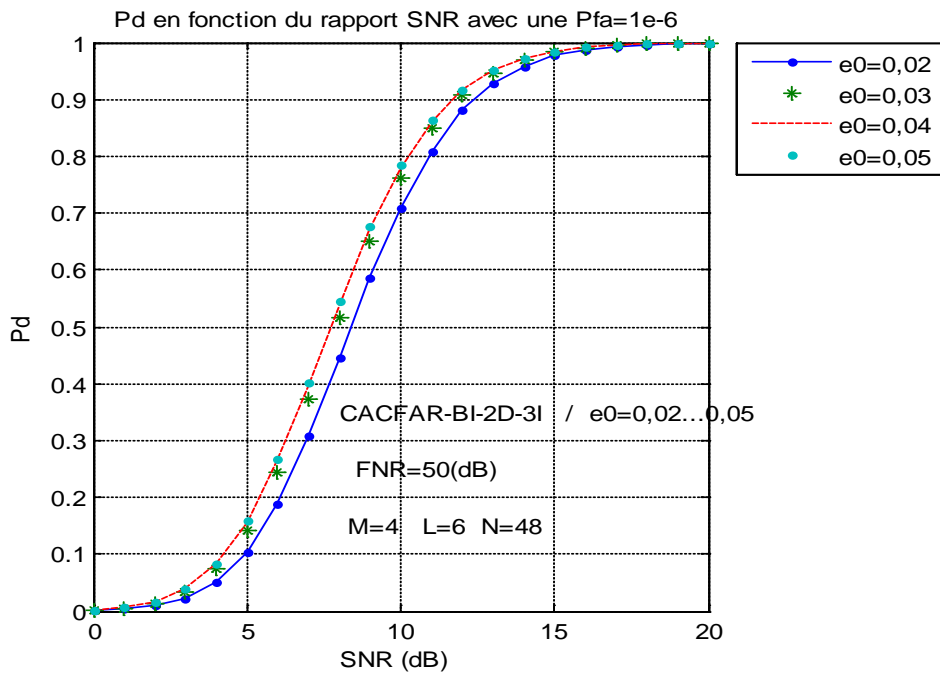


Figure 3.37 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-6}$.

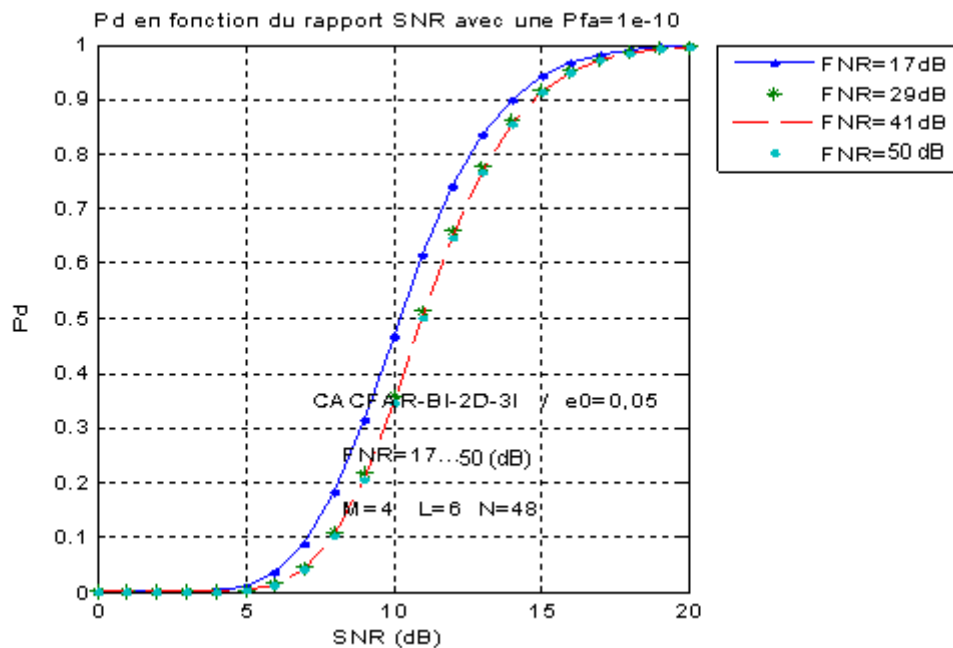


Figure 3.38 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $\epsilon_0 = 0,05$, $r=17...50dB$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-10}$.

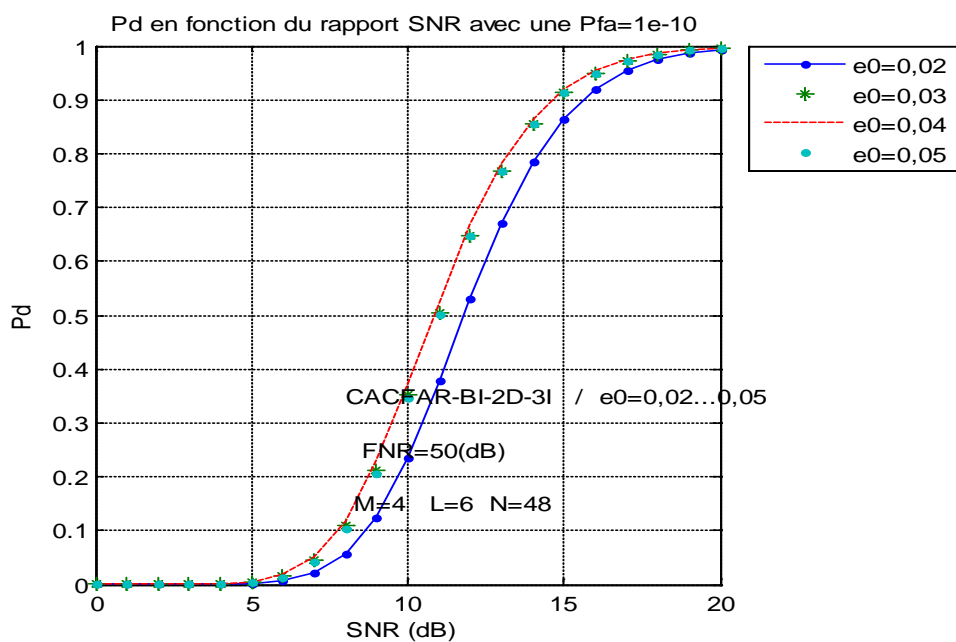


Figure 3.39 : la probabilité de détection du CA-CFAR-BI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,02... 0,05$, $M=4$, $L=6$ et $N=48$, avec une $P_{fa}=10^{-10}$.

Sur les figures 3.36 et 3.37 on remarque que pour $N=48$ et $Pfa = 10^{-6}$ la probabilité de détection pour $s > 17\text{dB}$ est supérieure à 0,99 pour toutes les valeurs de e_0 et r ($e_0=0,02\dots0,05$ et $r=17\text{dB}\dots50\text{dB}$). Cette performance nous pousse à revoir la valeur de probabilité de fausse alarme à la baisse.

Les figures 3.38 et 3.39 confirment l'amélioration de notre détecteur même pour une $Pfa = 10^{-10}$. Ainsi la probabilité de détection minimum pour $s > 17\text{dB}$ est supérieure à 0,95 pour toutes les valeurs de e_0 et de r ($e_0=0,02\dots0,05$ et $r=17\text{dB}\dots50\text{dB}$).

3.10. Conclusion

En comparant le détecteur conventionnel (binaire à seuil fixe) au détecteur CA-CFAR-BI-2D (3I), il est clair que le deuxième détecteur est plus performant que le premier, toutefois le CA-CFAR-BI-2D (3I) nécessite une bonne estimation des paramètres FRUIT.

En associant l'estimateur par censure directe au détecteur CA-CFAR-BI-2D (3I) le schéma se complète et il nous reste qu'à valider les résultats par la méthode MONTE-CARLO.

CHAPITRE 4

ETUDE DE LA DETECTION (ADAPTATIVE) « CA-CFAR-ABI-2D (3I) »

Par le procédé MONTE-CARLO

4.1. Introduction

A la fin du chapitre 3, nous sommes arrivés à la conclusion que le processeur CA-CFAR-BI-2D (3I) est très efficace, à condition que les paramètres définissant les impulsions interférentes « FRUIT » (ϵ_0, r) soient connus, or ces paramètres sont a priori inconnus. L'association de ce processeur avec l'estimateur des paramètres FRUIT permet une sélection adaptative assez correcte des paramètres définissant les impulsions interférentes et ainsi du facteur d'échelle (T), nous allons appeler cette association CA-CFAR-ABI-2D (3I), la lettre A indiquant le mot ADAPTATIF.

Toutefois, les erreurs de l'estimateur des paramètres FRUIT peuvent induire à des contreperformances qui pourraient remettre en question notre processeur. Afin de dissiper ce doute nous allons dans ce chapitre étudier les performances du CA-CFAR-ABI-2D (3I).

4.2. Etude des performances du CA-CFAR-ABI-2D (3I)

L'étude de la performance du CA-CFAR-ABI-2D (3I) se fera en sept (7) étapes « a, b, c, d, e, f et g », et selon l'approche MONTE-CARLO avec un très grand nombre d'essais ($n_{MC} \geq 5000$ essais) afin d'avoir une appréciation acceptable des résultats avec un graphe de performances le plus lisse possible:

- a) Choisir ϵ_0, r et fixer une probabilité de fausse alarme Pfa_{3I} .
- b) Simuler au nombre de n_{MC} essais les « NL » cellules de référence par l'hypothèse H_0 avec ϵ_0, r .

Les impulsions d'interférence seront simulées comme des impulsions avec un temps d'arrivée « poissonnien » dont la probabilité d'apparition est définie par « ϵ_0 » et l'amplitude par une fonction de distribution exponentielle.

- c) Estimer pour chaque essai et par la méthode de censure directe les paramètres du FRUIT ε_0^*, r^* .
- d) Calculer pour chaque essai le seuil de détection adaptatif T_{3iA} à partir de l'expression (3.24) en utilisant les paramètres estimés ε_0^*, r^* et la probabilité de fausse alarme Pfa_{3I} fixée dans l'étape (a).
- e) Simuler au nombre de n_{MC} les cellules sous test par l'hypothèse H1 avec ε_0, r et λ pour les différentes valeurs de s (SNR).
- f) Calculer par la méthode MONTE-CARLO la probabilité de fausse alarme Pfa_{3IA} imposée par le seuil de détection adaptatif T_{3iA} , cette étape nous informe sur l'effet de l'erreur de l'estimateur sur la probabilité de fausse alarme réel qui en résulte (Pfa_{3IA}).
- g) Calculer par la méthode MONTE-CARLO la probabilité de détection Pd_{3IA} imposée par le seuil de détection adaptatif T_{3iA} pour les différentes valeurs de SNR (s). Cette probabilité de détection représente l'effet de l'erreur de l'estimateur sur les performances de détection.

Les étapes a, b,..., g sont résumées sur l'organigramme suivant :

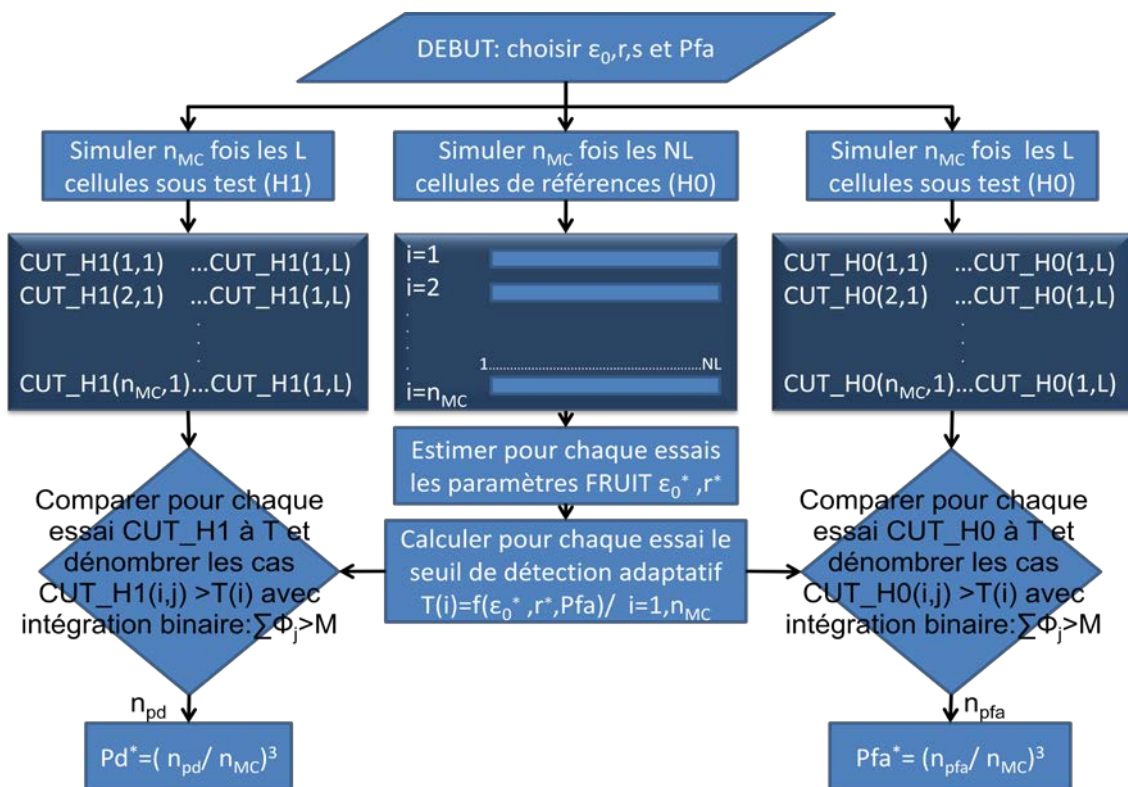


Figure 4.1: L'organigramme de la simulation Monte-Carlo

4.3. Résultats et discussions

4.3.1. Résultats

Dans le but de présenter les performances de détection pour tous les cas possibles concernant les paramètres FRUIT, nous allons schématiser pour les différentes valeurs du rapport FRUIT sur bruit « FNR = 50, 39, 28, 17, 06, 0 [dB] » quatre graphes, chaqu'un représentant la variation de la probabilité de détection (Pd_{3IA}) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) pour une probabilité d'apparition du FRUIT « $\varepsilon_0 = 0.02, 0.03, 0.04, 0.05$ », et nous allons résumer pour tout les cas (FNR, ε_0) la probabilité de fausse alarme imposée par l'erreur d'estimation (Pfa_{3IA}), sur le Tableau (4.1) .

Tableau 4.1 : la probabilité de fausse alarme Pfa_{3IA} imposée par l'erreur d'estimation pour les différents paramètres FRUIT.

		FNR					
		50 dB	39 dB	28 dB	17 dB	06 dB	0 dB
ε_0	0.02	3,13 $\times 10^{-12}$	2,06 $\times 10^{-12}$	8,98 $\times 10^{-12}$	8,09 $\times 10^{-11}$	8,89 $\times 10^{-10}$	4,85 $\times 10^{-13}$
	0.03	5,06 $\times 10^{-12}$	2,99 $\times 10^{-11}$	5,05 $\times 10^{-11}$	9,72 $\times 10^{-11}$	5,36 $\times 10^{-10}$	1,03 $\times 10^{-13}$
	0.04	3,20 $\times 10^{-11}$	4,59 $\times 10^{-11}$	5,91 $\times 10^{-12}$	10,96 $\times 10^{-11}$	8,46 $\times 10^{-10}$	4,19 $\times 10^{-13}$
	0.05	5,39 $\times 10^{-11}$	2,70 $\times 10^{-11}$	2,99 $\times 10^{-11}$	11,99 $\times 10^{-11}$	14,10 $\times 10^{-10}$	13,37 $\times 10^{-13}$

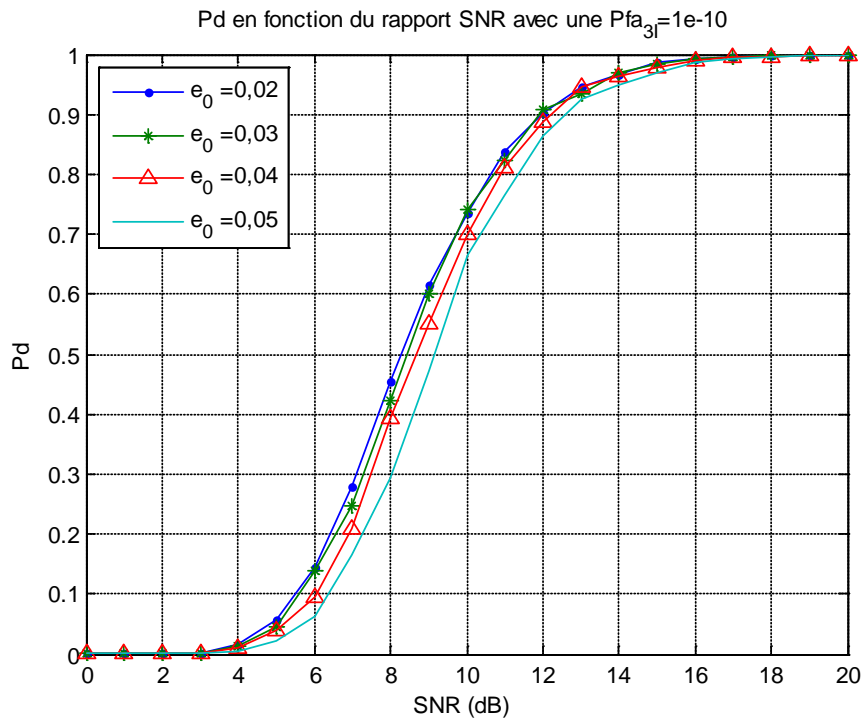


Figure 4.2: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3l) en fonction du SNR pour $r=50dB$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$.

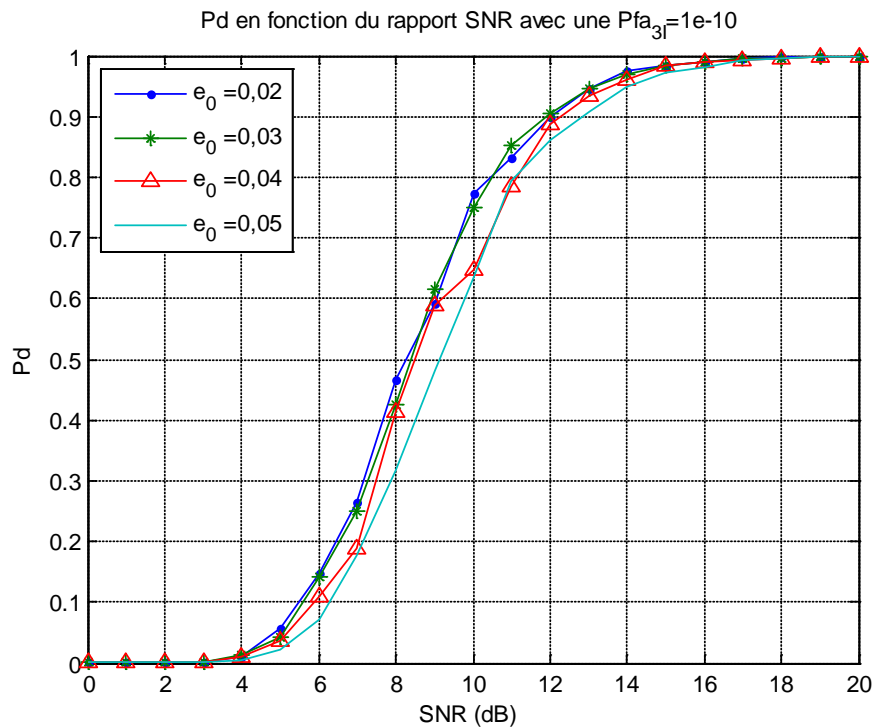


Figure 4.3: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3l) en fonction du SNR pour $r=39dB$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$.

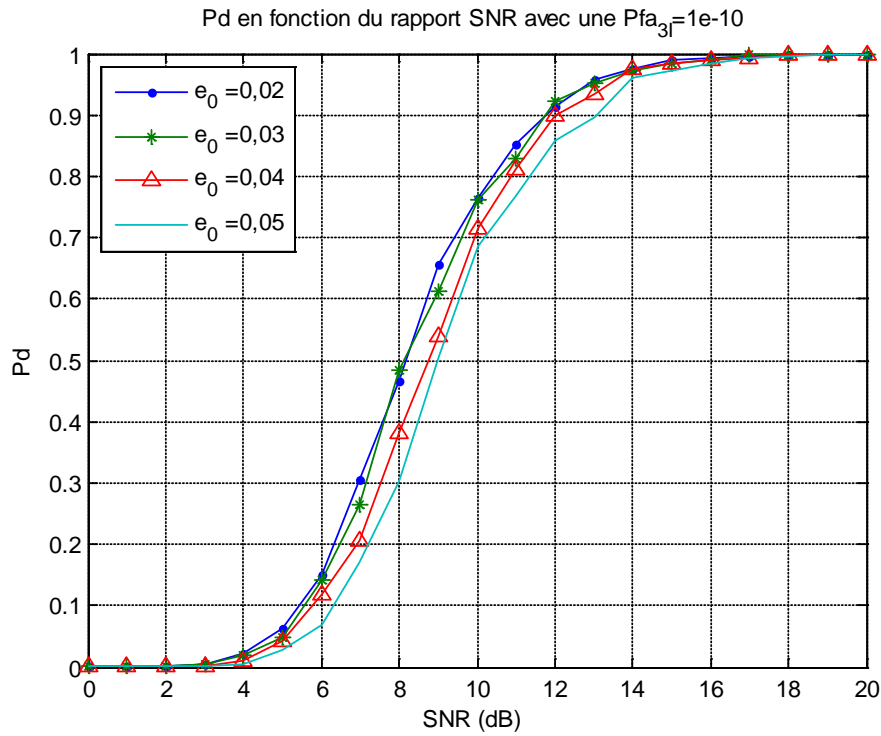


Figure 4.4: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=28dB$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$.

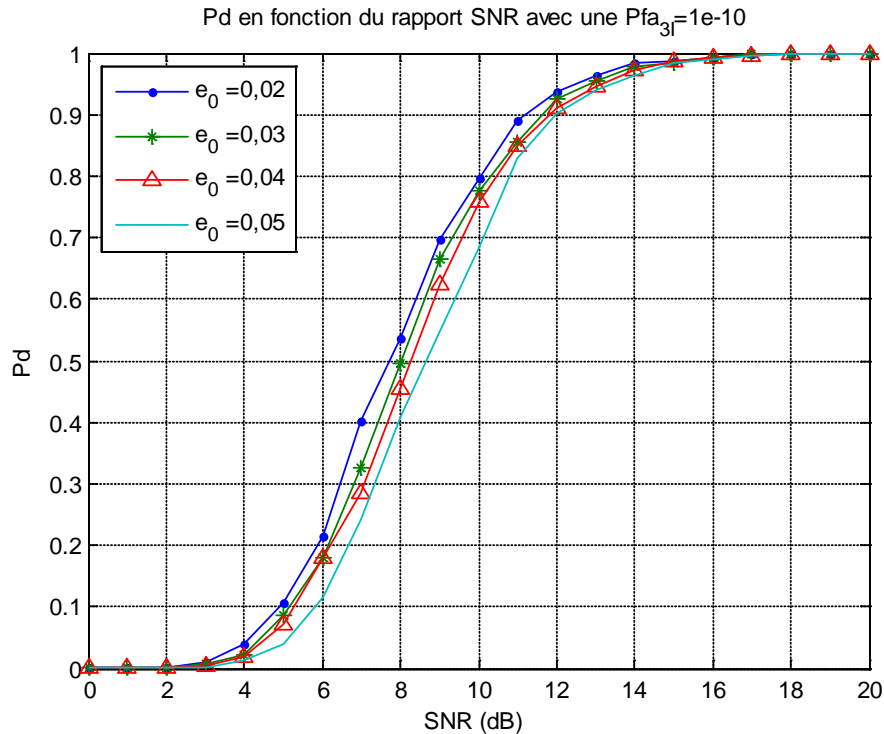


Figure 4.5: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=17dB$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$.

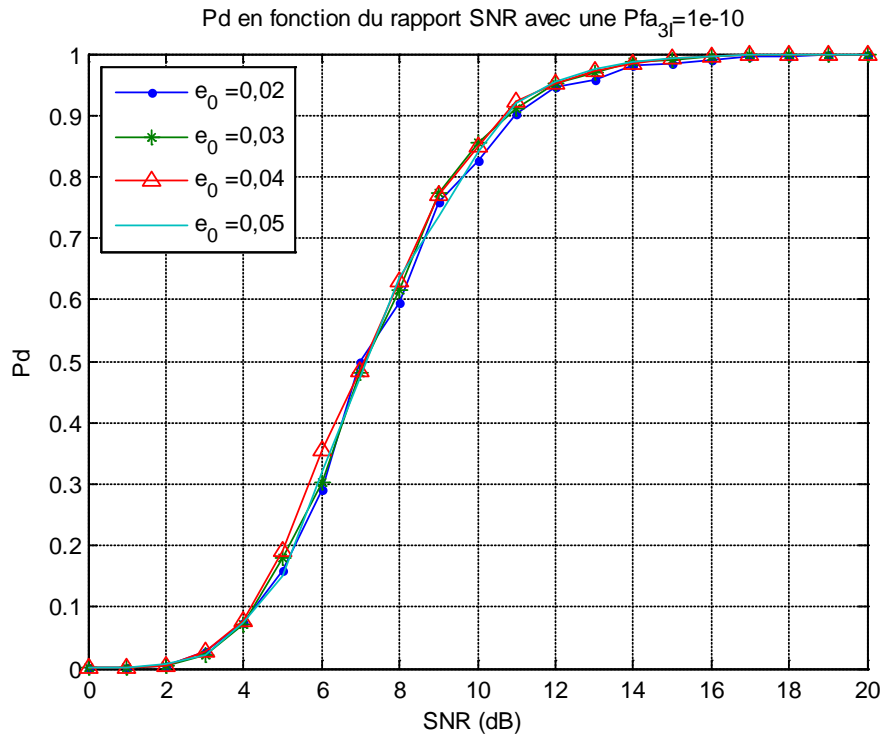


Figure 4.6: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=06dB$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$.

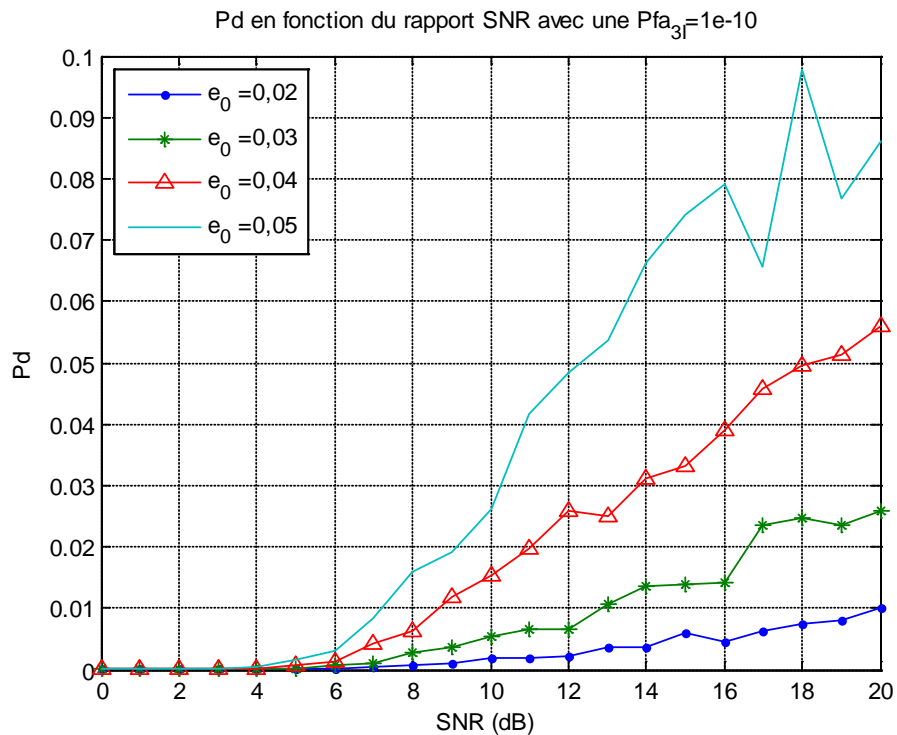


Figure 4.7: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=0dB$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$.

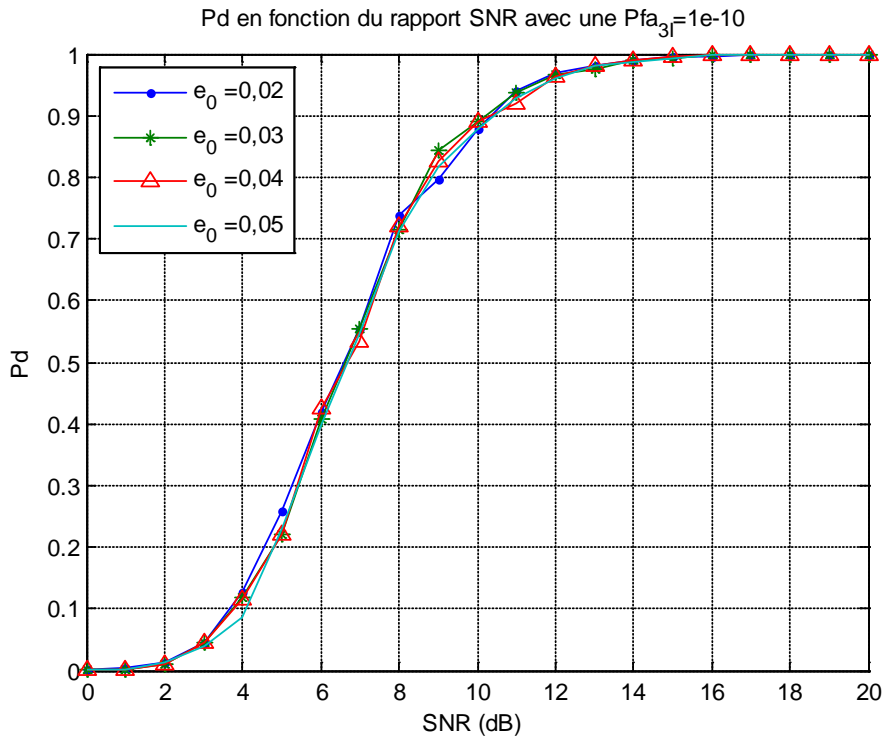


Figure 4.8: la probabilité de détection du CA-CFAR-ABI-2D (3I) en fonction du SNR pour $r=0dB$, $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$, $M=4$, $L=6$, $N=200$, et $n_{MC} = 5000$.

Avec une estimation majoré a $\epsilon_0 = 0,02$ et $r=9dB$

4.3.2. Discussions

En analysant les Figures 4.1 à 4.6 et le Tableau 4.1 on peut déduire que le détecteur CA-CFAR-ABI-2D (3I) est très performant sous condition que les paramètres FRUIT aient des valeurs significatives, dans le cas contraire (Figures 4.6) la courbe de performance se dégrade des que ces paramètres s'affaiblies (FNR = 0dB et $\epsilon_0 = 0.02$).

La dégradation des performances de détection est due à une mauvaise estimation des paramètres FRUIT causée par une probabilité de censure qui diminue significativement pour « FNR < 9dB » (figure 3.9). On peut remédier a ce problème en majorant l'estimateur des paramètres FRUIT (FNR et ϵ_0) aux valeurs « 9 dB » et « 0.02 ». Ainsi pour toute estimation au-dessous des valeurs « FNR=9 dB » et « $\epsilon_0 = 0.02$ » on attribuera les mêmes valeurs de **majoration**.

La figure 4.7 illustre la performance du détecteur CA-CFAR-ABI-2D (3I) avec estimateur **majoré** pour le cas ou les paramètres FRUIT sont faibles (FNR=0 dB et $\epsilon_0 = 0,02 \dots 0,05$).

CONCLUSION

En guise de conclusion générale, nous allons tenter d'établir une synthèse globale sur le travail qui a été réalisé dans ce mémoire.

Nous avons d'abord, étudié le fonctionnement du système radar secondaire, particulièrement la partie détection et le problème des réponses asynchrone (FRUIT). A partir de là nous nous avons étudié la possibilité d'établir un détecteur adaptatif CFAR dans le but d'éliminer le problème du FRUIT, en fixant une probabilité de fausse alarme à une valeur significativement inférieure à celle du détecteur conventionnel (à seuil fixe) employé dans ce type de radar jusqu'à présent.

La première étape a été de modéliser les différents signaux, sous l'hypothèse que le FRUIT se présente comme des impulsions éparpillées dans le temps avec une probabilité d'apparition « ε_0 » et une distribution en amplitude Gaussienne de moyenne nulle et d'écart type σ_F . La distribution du bruit thermique est supposée Gaussienne ainsi que celle du signal utile (réponse SSR).

A fin d'établir une référence à partir du détecteur conventionnel, nous avons appliqué le modèle mathématique élaboré, pour étudier les performances du détecteur à seuil fixe. Par la suite et dans le cadre de notre mémoire, on a commencé par l'introduction du détecteur CA-CFAR sur lequel on a établi la base de toutes les formules des performances des détecteurs lui succédant, jusqu'aux détecteurs CA-CFAR-BI-2D.

A ce stade on est arrivé à la conclusion qu'une fenêtre de référence très large du détecteur CA-CFAR-BI-2D se rapproche du détecteur optimal de Neyman-Pearson (binaire à seuil fixe). Nous devons souligner que ces détecteurs CFAR ne peuvent fonctionner correctement sans une estimation adaptative des paramètres FRUIT, pour cela nous avons proposé l'estimateur par censure directe, qui par son schéma parallèle semble plus rapide que l'estimateur par censure automatique.

Grâce aux particularités du signal réponse SSR il nous a été permis d'améliorer considérablement les performances de détection, notamment par le schéma CA-CFAR-BI-2D (3I) qui s'apparente à un filtre adapté (MATCHED FILTER) à trois (3) impulsions codées intégrées dans le détecteur CA-CFAR-BI-2D.

En finalité nous aboutissons à une association du CA-CFAR-BI-2D (3I) avec un estimateur à censure directe **majoré**. Les résultats de la simulation MONTE-CARLO ont confirmé la très bonne performance de cette association par rapport au détecteur conventionnel.

Perspective

Nous suggérons pour les travaux de recherche future en détection adaptative pour les radars secondaire de surveillance ce qui suit :

- L'étude des performances de la détection adaptative dans le cas d'interférence synchrone (GARBLE), et l'utilisation des technique CFAR appropriées (SO-CFAR, OS-CFAR, ...).
- L'étude des performances de la détection adaptative dans le cas d'interférence synchrone (GARBLE), en utilisant la technique MONOPULSE dans l'établissement du futur détecteur.
- La généralisation du détecteur adaptatif CA-CFAR-BI-2D (3I) pour le radar secondaire mode S.
- L'utilisation du détecteur adaptatif simultané pour d'autres systèmes de transmission, notamment, le DME.

LISTE DES ACRONYMES

ACAS	Airborne Collision Avoidance System
ADS-B	Automatic Dependent Surveillance - Broadcast
ALE	Actual Leading Edge
AP	adresse/parité
ATC	Air Traffic Control
ATE	Actual Trailing Edge
CA-CFAR	Cell-Averaging Constant False Alarm Rate
CA-CFAR-BI	CELL AVERAGING – CFAR - BINARY INTEGRATION
CA-CFAR-BI-2D	CELL AVERAGING – CFAR - BINARY INTEGRATION - avec estimation en deux dimensions.
CFAR	Constant False Alarm Rate
CUT	cellule Under Test
DF	downlink format (format descendant)
DME	Distance Measuring Equipment
DMTL	Dynamic Minimum Triggering Level
DPSK	Differential Phase Shift Keying
E/R	Emetteur/Récepteur
FNR	FRUIT Noise Ratio
FRUIT	False Replies Un-synchronized In Time
GO-CFAR	Greatest-of- Constant False Alarm Rate
HF	High Frequency
IFF	Identification Friend Foe
IISLS	Improved Interrogation path Side-Lobe Suppression
IRF	Interrogation Repetition Frequency
ISLS	Interrogation path Side-Lobe Suppression
LAX	Los Angeles International Airport
MLE	Monopulse Leading Edge
MSSR	Monopulse Secondary Surveillance Radar
MTL	Minimum Triggering Level
NS	inclinaison négatives
OACI	Organisation de l'Aviation Civile Internationale

OBA	Off-Boresight Angle
OS-CFAR	Order Statistic- Constant False Alarm Rate
PI	parité/identification de l'interrogateur
PLE	Pseudo Leading Edge
PPI	Plan Position Indicator
PS	inclinaison positives
PSR	Primary Surveillance Radar
QRSLs	La quantification du signal RSLs
RADAR	Radio Detection and Ranging
RF	Radio Frequency
RSLs	Receiver Side Lobe Suppression
SLD	Square Law Detector
SNR	Signal Noise Ratio
SO-CFAR	Smallest-of- Constant False Alarm Rate
SPI	Special Position Indicator
SQ Σ	La quantification du signal Somme
SSR	Secondary Surveillance Radar
TFAC	Taux de Fausses Alarmes Constant
TM-CFAR	Order Statistic- Constant False Alarm Rate
UF	uplink (format montant)
VFR	Visual Flight Rule
XLE	Extra Leading Edge

LISTE DES SYMBOLES

$\text{amp}(\cdot)$	Amplitude
$E[\cdot]$	Estimation d'une variable aléatoire
$f(\theta)$	Fonction d'écartométrie
$f(y H_0)$	Fonction de distribution de la variable aléatoire y sous l'Hypothèse Nulle
$f(y H_1)$	Fonction de distribution de la variable aléatoire y sous l'Hypothèse Un
F_b	Facteur de bruit
G_i	Gain de l'antenne de l'interrogateur
G_t	Gain de l'antenne du transpondeur
H_0	Hypothèse Nulle
H_1	Hypothèse Un
$\text{imp}(\Sigma)$	impulsion issue du diagramme somme
$\text{imp}(\Omega)$	impulsion issue du diagramme de contrôle
K	Constante de Boltzmann
L	Longueur de la fenêtre glissante
L	Pertes additionnelles
$L\{\cdot\}$	Transformé de Laplace
M	Nombre minimal de réponses
$\max(A, B)$	Maximum entre A et B
$\min(A, B)$	Minimum entre A et B
$M_W(\cdot)$	Fonction génératrice des moments d'une variable aléatoire W
p_{ei}	Puissance crête d'émission de l'interrogateur
p_{et}	Puissance crête d'émission du transpondeur
p_{ri}	Puissance reçue par l'interrogateur
p_{rt}	Puissance reçue par le transpondeur
P_b	Puissance du bruit
p	Probabilité de réponse du transpondeur
p_{dr}	Probabilité de détection d'une réponse
P_d	Probabilité de Détection
P_M	Probabilité de non-détection

P_B	Probabilité de reconnaître H_0 sans faire d'erreur
p_{fa}	Probabilité de Fausse Alarme
p_a	Probabilité d'apparition
P_{fc}	Probabilité de fausse censure
Q_{CA}	L'estimation du parasite par un CA-CFAR
Q_{GO}	L'estimation du parasite par un GO-CFAR
Q_{SO}	L'estimation du parasite par un SO-CFAR
Q_{OS}	L'estimation du parasite par un OS-CFAR
R	Distance radar cible
r	Rapport FRUIT a bruit (FNR)
r^*	Rapport FRUIT a bruit (FNR) estimé
s	Rapport signal a bruit (SNR)
T	Facteur d'échelle
T°	Température ambiante
t_a	Temps d'apparition
α	Contrainte de la Probabilité de Fausse Alarme
β	Seuil de détection
β_1	Perte entre aériens.
β_2	Perte dans la ligne de transmission entre les ensembles E/R
β_3	Pertes dues à l'atténuation atmosphérique
β_4	Perte due à la diminution du gain d'antenne a partir de l'élévation $0,25^\circ$.
β_5	Perte due à l'égalisation longitudinale.
Δ	différence (diagramme différence)
ΔF	La bande passante
Σ	somme (diagramme somme)
ε_0	La probabilité d'apparition du FRUIT
ε_0^*	La probabilité d'apparition du FRUIT estimé
$\Lambda(.)$	Rapport de vraisemblance
λ_a	Longueur d'onde utilisée
λ_L	Multiplicateur de Lagrange
σ	Écart type
Ω	omnidirectionnelle (diagramme de contrôle)

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1. OACI « Annexe 10: Télécommunications Aéronautiques, volume IV: systèmes radar de surveillance et systèmes anticollision ». 2^{ème} édition, Juillet 1998.
2. M. C. Stevens – « Secondary Surveillance Radar », Artech House, Boston and London, 1988.
3. P. R. Drouilhet, "DABS: A System Description", Project Report ATC-42, Lincoln Laboratory, M.I.T, 1974.
4. V. A. Orlando, P. R. Drouilhet, "Mode S Beacon System: Functional Description" Project Report ATC-42, Lincoln Laboratory, M.I.T, 1986.
5. R. R. LaFrey, J. E. Laynor, R. G. Nelson, R. G. Sandholm, "The Transportable Measurements Facility (TMF) System Description", Project Report ATC-91, Lincoln Laboratory, M.I.T, 1980
6. R. G. Nelson, J. H. Nuckols, "A Hardware Implementation of the ATCRBS Reply Processor Used in DABS", Project Report ATC-78, Lincoln Laboratory, M.I.T 1977.
7. W. H. Harman, "Airborne Measurements of ATCRBS Fruit", Project Report ATC-84, Lincoln Laboratory, M.I.T, 1978.
8. G. Denom, "Les radars secondaires", ENAC, France, 1971.
9. G. Galati, S. Gelli, F. Fiori, E. Piracci, "An Advanced CFAR Technique for SSR Reply Detection ", International Radar Symposium – IRS'07, Cologne, Germany, 2007, p. 4.
10. I. Garvanov, Chr. Kabakchiev, "Adaptive Binary Integration CFAR Processing for Secondary Surveillance Radar", Cybernetics and Information Technologies . Volume 9, No 1, Sofia, pp 46-54, 2009.
11. I. Garvanov, V. Behar, Chr. Kabakchiev, "CFAR Processors in Pulse Jamming", 5th International Conference, Numerical Methods and Applications – NM@A-02, Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag. Lecture Notes in Computer Science, LNCS 2542, pp 291-298, 2003.
12. I. Garvanov , "CFAR Pulse Detectors in the Presence of Impulse Noise", Cybernetics And Information Technologies. Volume 8, No 2, Sofia, pp 26-39, 2008.

13. P. Akimov, F. Evstratov, S. Zaharov, "Radio Signal Detection", Radio and Communication, Moscow, 1989, pp195-203, (en Russe).
14. S. Himonas, M. Barkat, "Automatic Censored CFAR Detection for Non-homogeneous Environments", IEEE Trans, Vol. AES-28, No 1, pp 286-304, 1992
15. S. Himonas, "CFAR Integration Processors in Randomly Arriving Impulse Interference", IEEE Trans, Vol. AES-30, No 4, pp 809-817, 1994.
16. M. Barkat, "Signal Detection and Estimation", Artech House, Boston, London, Second Edition, September 2005.
17. J. Minkoff, "Signal Processing Fundamentals and Applications for Communications and Sensing Systems", Artech House, Boston, London, 2002.
18. A. Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", McGraw-Hill, 1965.
19. J. I. Marcum, "A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar", Project RAND, Douglas Aircraft Company, Inc., RA-15061, December 1947.
20. S. M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume II : Detection Theory", Prentice Hall PTR, New Jersey 1993.
21. S. M. Ross, "Initiation aux probabilités", Traduit de l'américain par Christian Hofer, Presses Polytechniques Romandes, 1987.
22. C. Labrousse, "statistique, exercices corrigés avec rappels de cours", Tome 1,2 et 3, Dunod, 4^e édition, 1978.
23. H. M. Finn and R. S. Johnson, "Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter level estimates", RCA review VOL 29, pp 414-464, September 1968.
24. V. G. Hansen and J. H. Sawyers, "Detectability loss due to Greatest-of-Selection in a Cell-Averaging CFAR", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems, VOL 16, pp 115-118, January 1980.
25. J. L. Schiff, "The Laplace Transform: Theory and Applications", Springer, 1991.
26. J. Darricau, "Physique et Théorie du Radar", Tome I et II, SODIPE, Paris, 1981.
27. B. Atrouz, "Les Systèmes Radar" polycopie de cours pour ingénieur, Ecole Militaire Polytechnique, Alger 2004.
28. M. Hamadouche. " Détection adaptative CA-CFAR et CMAP-CFAR de cibles radar dans des clutters gaussien et weibull distribués ", Thèse de Doctorat d'état Université de Constantine 2000.