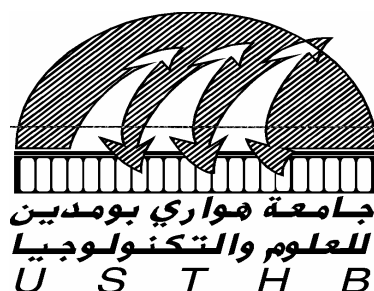


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie
HOUARI BOUMEDIENNE



Faculté Génie-Electrique
Département d'Electronique
Laboratoire : Traitement de Signal

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de MAGISTER
EN : ELECTRONIQUE

Spécialité : Electronique des Systèmes

Par: ABDELAZIZ M^{ed} El Mounir

Thème

Application d'un Processeur D.S.P
Au Filtrage MTI de Fouillis

Soutenue le 23-06-2001, devant le jury suivant :

Mr- A. MAAFI, Professeur, USTHB.

Président

Mr- A. HOUACINE, Maître de conférence, USTHB.

Directeur de thèse

Mr- D. BERKANI, Professeur, E.N.P.

Examineur

Mr- M. HAMADOUCHE, Docteur D'état, CFDAT

Examineur

Mr- M. BELOUNAR, Docteur d'état, CFDAT

Invité

Sommaire

Introduction	3
Chapitre 1 :	5
1.1. Généralités	6
1.2. Principes du RADAR	6
1.3. Composition d'un radar	8
1.4. Principe de la cohérence radar	9
1.5. Détection cohérente	10
1.6. Détection de cibles	11
1.7. Le Fouillis « clutter »	12
1.1.7. <i>Introduction</i>	12
1.8. Représentation analytique du fouillis de sol	13
1.9. Représentation Gaussienne	13
1.9.1. <i>Spectre de fouillis de sol</i>	13
1.10. Conclusion	15
1.11. Traitement doppler	17
1.11.1. <i>Effet Doppler</i>	17
1.12. Principes du traitement doppler	17
1.13. Filtre Doppler optimum	19
Chapitre 2 :	23
2.1. Introduction	24
2.2. Fonction de transfert d'un filtre MTI	24
2.3. Filtre MTI transversal	25
2.4. Performances d'un dispositif MTI	30
2.4.1. <i>Introduction</i>	30
2.4.2. <i>Facteur d'amélioration (I_c)</i>	30
2.5. Limitations des performances du système MTI	31
2.6. Simulation	32
2.6.1. <i>Introduction</i>	32
2.6.2. <i>Mode opératoire</i>	32
2.6.2.1. <i>Enregistrement des signaux</i>	32
2.6.2.2. <i>Segmentation</i>	33
2.6.3. <i>Filtrage MTI</i>	34
2.6.3.1. <i>Performances de filtrage</i>	37
2.6.4. <i>Conclusion</i>	39
Chapitre 3 :	40
3.1. Les processeurs de traitement de signal DSP	41
3.1.1. Introduction	41
3.2. Architectures des processeurs de traitement de signal DSP	43
3.2.1. <i>La structure pipeline</i>	45
3.2.2. <i>Mémoire globale et mémoire locale</i>	46
3.2.3. <i>Arithmétique</i>	47
3.3. Méthodologie d'implémentation	48
3.3.1. <i>Introduction</i>	48
3.3.2. <i>Algorithme de traitement</i>	49

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

3.3.3.	Le processeur de traitement de signal "TMS320C40"	53
3.3.3.1.	L'unité centrale de traitement (CPU).....	53
3.3.3.2.	Les interruptions	56
3.3.3.3.	Le coprocesseur DMA	56
3.3.3.4.	L'horloge interne (timer)	57
3.4.	Présentation de la chaîne de traitement.....	58
3.4.1.	La conversion A/N	58
3.4.2.	L'acquisition.....	58
3.5.	Implémentation de l'algorithme du filtre MTI double annulation.....	62
3.5.1.	Implémentation par traitement en série (échantillon par échantillon)	63
3.5.2.	Implémentation par traitement en bloc	63
3.5.3.	Aspect logiciel de l'implémentation	66
3.6.	Conclusion	70
Chapitre 4 :		71
4. Conclusions générales		72
Annexes		74
A. Décomposition en phase/quadrature (I/Q)		75
B. Quantification en distance		78
C. Echantillonnage		79
C.1. Introduction		79
C.2. Taux d'information radar		80
D. Les outils de développement du TMS320C40		81
D.1. Elaboration d'un programme DSP		82
Bibliographie		84

Résumé :

A l'heure où le trafic aérien, aussi bien civil que militaire, devient de plus en plus dense, la surveillance de l'espace aérien s'opérant à partir des informations délivrées par les radars (échos) uniquement s'avère dans la plus part des cas insuffisantes et entachées d'erreurs.

Dans le but de remédier à ce problème et de visualiser synthétiquement l'évolution de la situation aérienne, les informations radar sont traitées en temps réel par des calculateurs numériques. Le développement de la technologie de réalisation de ces calculateurs a permis un développement considérable des tâches entreprises dans les chaînes de détections radar et une perpétuelle adaptation et amélioration des algorithmes de traitement qui sont dictées par le nombre d'opérations que peuvent effectuer de tels calculateurs ou processeurs.

L'opportunité d'implémentation sur des processeurs de traitement de signal DSP laisse souvent l'application supportée ouverte à l'adjonction de nouvelles améliorations dans la mesure où les caractéristiques hardware (la taille du champ mémoire, la rapidité des composants,...etc.) le permet et rendent l'application « ouverte » à toute réadaptation dictée par les besoins d'améliorer d'avantage.

L'objectif du traitement de signal dans le domaine du radar est de couvrir essentiellement quatre domaines d'application à savoir :

1. Amélioration du rapport signal à bruit et la détection des cibles.
2. Aptitude du radar à détecter les cibles noyées dans le fouillis.
3. Rendre le radar moins vulnérable aux contre mesures électroniques.
4. Extraction des informations relatives aux caractéristiques et à l'évolution des cibles.

Notre intérêt porte sur le second domaine et traite un dispositif MTI cohérent qui utilise le principe du décalage doppler qui traduit une différence de phase suffisante et mesurable entre le signal émis et le signal reçu dans le cas où l'onde radar éclaire des cibles mobiles, ceci est possible par l'utilisation d'une démodulation dite "I/Q" qui préserve la phase du signal et par conséquent le paramètre vitesse de la cible.

L'objectif de ce travail consiste à mettre en œuvre un filtre MTI cohérent sur un processeur de traitement de signal D.S.P *TMS320C40* de la famille *Texas Instruments*.

INTRODUCTION

A l'heure où le trafic aérien, aussi bien civil que militaire, devient de plus en plus dense, la surveillance de l'espace aérien s'opérant à partir des informations délivrées par les radars (échocs) uniquement s'avère dans la plus part des cas insuffisantes et entachées d'erreurs.

Dans le but de remédier à ce problème et de visualiser synthétiquement l'évolution de la situation aérienne, les informations radar sont traitées en temps réel par des calculateurs numériques. Le développement de la technologie de réalisation de ces calculateurs a permis un développement considérable des tâches entreprises dans les chaînes de détections radar et une perpétuelle adaptation et amélioration des algorithmes de traitement qui sont dictées par le nombre d'opérations que peuvent effectuer de tels calculateurs ou processeurs.

L'opportunité d'implémentation sur des processeurs de traitement de signal DSP laisse souvent l'application supportée ouverte à l'adjonction de nouvelles améliorations dans la mesure où les caractéristiques hardware (la taille du champ mémoire, la rapidité des composants,...etc.) le permet et rendent l'application « ouverte » à toute réadaptation dictée par les besoins d'améliorer d'avantage.

L'objectif du traitement de signal dans le domaine du radar est de couvrir essentiellement quatre domaines d'application à savoir :

1. Amélioration du rapport signal à bruit et la détection des cibles.
2. Aptitude du radar à détecter les cibles noyées dans le fouillis.
3. Rendre le radar moins vulnérable aux contre mesures électroniques.
4. Extraction des informations relatives aux caractéristiques et à l'évolution des cibles.

Notre intérêt porte sur le second domaine et traite un dispositif MTI cohérent qui utilise le principe du décalage doppler qui traduit une différence de phase suffisante et mesurable entre le signal émis et le signal reçu dans le cas où l'onde radar éclaire des cibles mobiles, ceci est possible par l'utilisation d'une démodulation dite "I/Q" qui préserve la phase du signal et par conséquent le paramètre vitesse de la cible.

L'objectif de ce travail consiste à mettre en œuvre un filtre MTI cohérent sur un processeur de traitement de signal D.S.P *TMS320C40* de la famille *Texas Instruments*.

Le premier chapitre traite l'historique, les principes et les principales composantes d'un radar, ensuite nous décrivons le principe de la cohérence dans un radar et sa mise en œuvre dans une chaîne de détection cohérente, enfin nous donnons le principe élémentaire d'un processeur radar.

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

Enfin nous caractérisons principalement le spectre du fouillis du sol, du fait que l'ampleur de son étendue spectrale interprète en contre partie la qualité de la chaîne de détection et les performances de traitement utilisant un filtrage doppler et plus précisément les filtres MTI.

Au long du chapitre 2 nous caractérisons un type particulier de filtre doppler en l'occurrence le filtre MTI à coefficients binomiaux, où nous présentons les résultats de simulation du filtre MTI à coefficients binomiaux, en utilisant des signaux délivrés par une démodulation de type I/Q.

Le chapitre 3 présente un aperçu sur les processeurs de traitement de signal, qui donne principalement deux architectures standards utilisées par les familles de processeurs les plus répandues.

Enfin nous aboutirons à l'aspect implémentation du filtre MTI dans un processeur TMS320C40 de la famille *Texas Instruments*. Cette mise en œuvre traite principalement l'acquisition et l'arrangement des données brutes, l'organisation du champ mémoire et l'agencement de l'utilisation des ressources internes aux processeur qui est dictée par l'application, enfin nous présentons une analyse de la faisabilité d'un tel algorithme au vu des exigences de la contrainte de temps réel.

Finalement nous concluons sur les opportunités de utilisation de tels processeurs pour donner une vision qui s'inscrit dans une optique de perpétuelle amélioration des performances des chaînes de traitement radar, permise par l'implémentation des algorithmes plus performants en concordance avec les paramètres du système hôte.

CHAPITRE 1

1.1. Généralités

Les premières applications de la radio-électricité furent les télécommunications, puis la radio-navigation. Le développement des moyens de transport, tant par mer que par air a fait rapidement apparaître le besoin de détecter simultanément la direction et la distance d'un objet non coopératif.

Les possibilités qu'offraient les moyens de radio navigation, permettaient la détermination de la position de l'objet que si celui ci était muni d'un dispositif émetteur ; ce qui nécessitait pour le repérage de points géographiques, la présence de balise et d'engins pilotés la coopération du personnel de bord.

Ces limitations de la radio navigation accentuaient l'éventualité des collisions et de non-détection des objectifs hostiles ou non coopératifs.

D'où un besoin de dispositifs qui permettaient la détection d'objet sans la coopération de l'objet lui-même. Ainsi le RADAR (Radio Detection And Ranging) a été développé et mis en œuvre pour remplir principalement cette fonction de détection.

1.2. Principes du RADAR

Les expériences effectuées sur la détection des objectifs non coopératifs furent basées sur le fait que la présence d'un objet dans le champ de rayonnement d'une antenne perturbait ce rayonnement, ce qui modifie les paramètres radioélectriques de celle-ci. Cette expérience était accomplie avec l'utilisation d'une antenne d'émission et d'une antenne de réception.

Ce procédé permettait seulement de déterminer l'existence d'un objectif, ce qui s'avère insuffisant dans la mesure où la localisation de l'objectif n'était pas possible. Aussi, on utilise des impulsions à l'émission selon le principe de la figure 1.1, où l'onde émise atteint la cible au bout d'un instant ΔT_1 qui est proportionnel à la distance antenne-cible **D**, tel que.

$$\Delta T_1 = \frac{D}{C}$$

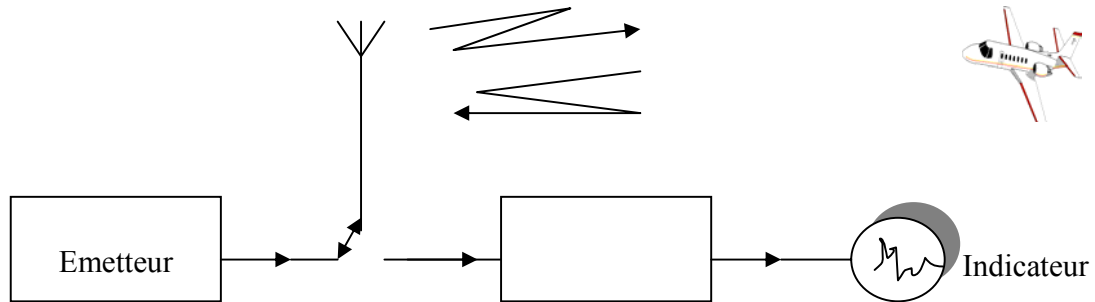


Figure 1.1

Avec C , la vitesse de la lumière.

Une partie du signal émis est réfléchi par la cible ; on dit que la cible est « illuminée » et « rayonne » une partie de l'énergie de manière omnidirectionnelle, au bout d'un instant ΔT_2 égal à ΔT_1 l'onde réfléchi atteint l'antenne. Pendant un intervalle donné, dit intervalle de réception l'antenne est reliée à un récepteur, qui amplifie le signal capté et fournit une impulsion analogue à celle émise mais fortement atténuée.

L'intervalle de temps ΔT qui sépare l'instant d'émission et l'instant de réception est donné par :

$$\Delta T = \Delta T_1 + \Delta T_2 = \frac{2D}{C}.$$

L'information distance est insuffisante dans la mesure où la préoccupation majeure dans une détection radar est de déterminer avec précision la position dans un repère de coordonnées, d'où la nécessité d'une information additionnelle à l'information distance, en l'occurrence la direction de l'objet d'intérêt.

En effet une antenne ne répartit pas toute l'énergie uniformément dans toutes les directions ; en particulier une antenne de dimension d , le long de laquelle on répartit l'énergie à émettre suivant une loi particulière [1], peut, par recombinaison spatiale des ondes, concentrer l'énergie émise dans un angle limité θ .

Une telle antenne n'éclaire que dans un secteur limité de l'espace. En pratique les autres secteurs sont aussi éclairés mais avec des niveaux d'énergie beaucoup plus faibles. Si une

cible se trouve dans le secteur éclairé, elle reçoit une énergie importante, le phénomène étant réversible l'antenne reçoit une proportion importante de l'énergie réfléchie par la cible. Si cette cible se trouve hors du secteur illuminé (utile), l'énergie qu'elle reçoit, et donc que l'antenne capte, est alors beaucoup plus faible et souvent négligeable. Ce qui permet de séparer les cibles et de déterminer leurs directions.

1.3. Composition d'un radar

La composition type d'un radar est donnée par le schéma fonctionnel de la figure 1.2 :

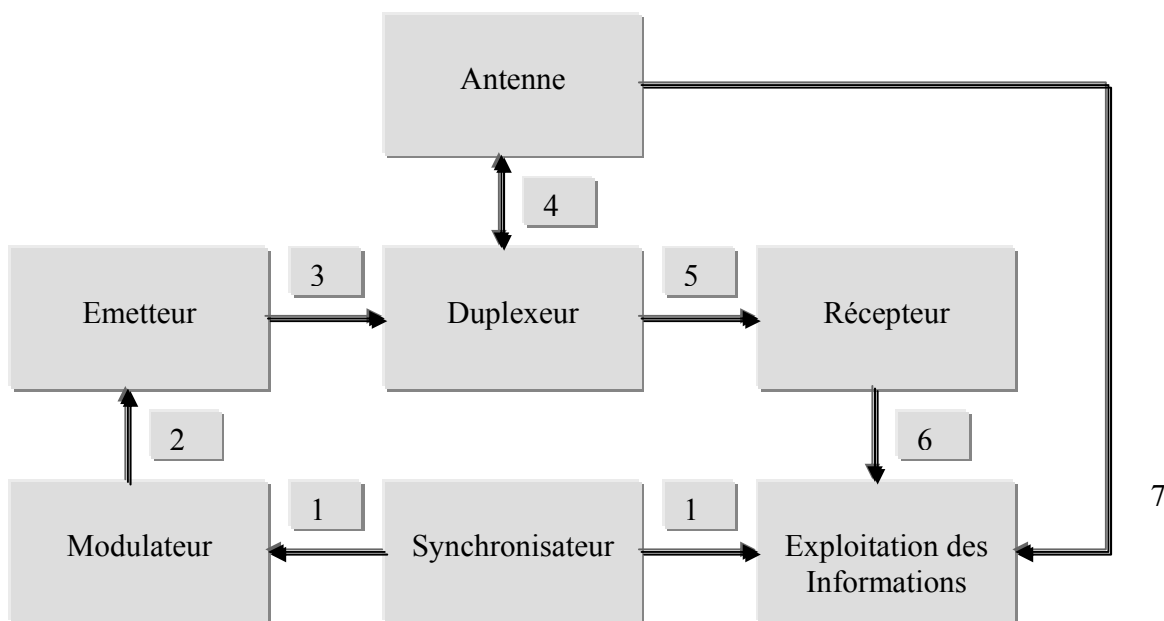


Figure 1.2

1. Signaux de synchronisation
2. Signaux de commande d'émission
3. Signaux hyperfréquence émis
4. Liaison duplexeur antenne
5. Signaux hyperfréquence reçus
6. Signaux traités par le récepteur
7. Informations angulaires

1.4. Principe de la cohérence radar

La cohérence dans la détection radar implique une consistance et une continuité de l'information de phase de la porteuse du signal d'une émission à la suivante. L'utilisation d'un MTI cohérent signifie l'utilisation d'une référence phase dans la chaîne de réception, qui soit en cohérence avec la phase du signal émis. L'approche, décrite par la figure 1.3, utilise une partie du signal émis, qui est mélangée avec la sortie d'un oscillateur local très stable afin de synthétiser l'impulsion Fréquence intermédiaire (FI). Cette impulsion est appliquée à un oscillateur cohérent qui admet donc la même phase que l'impulsion émise (mémoire de la phase du signal émis).

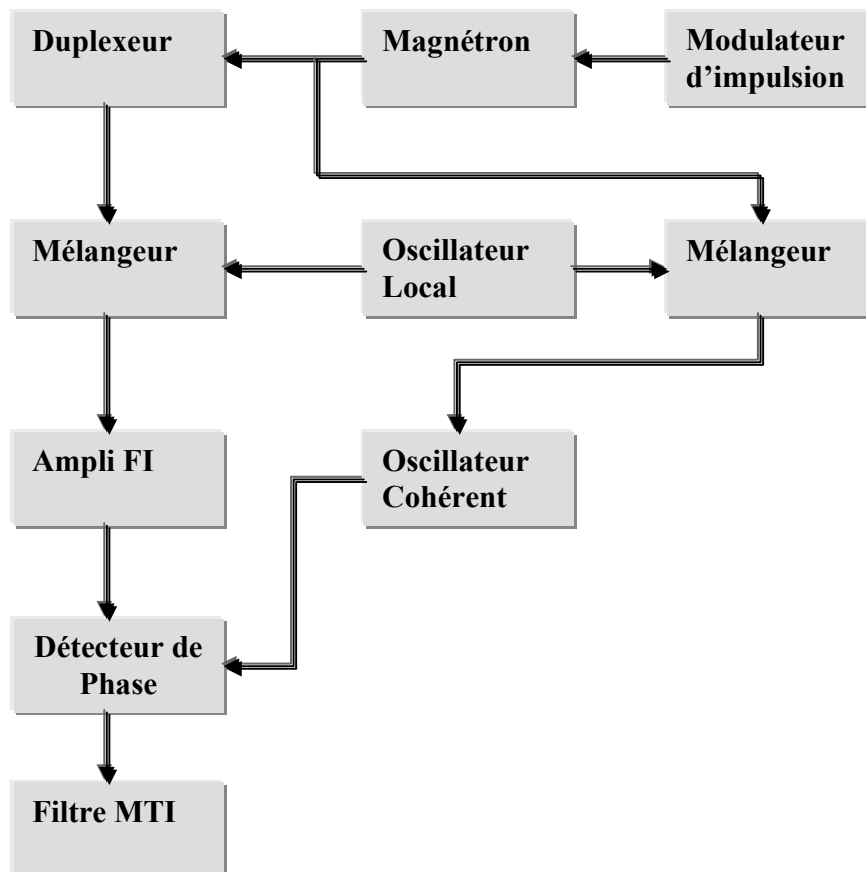


Figure 1.3 Schéma synoptique d'une détection cohérente

1.5. Détection cohérente

Le signal composite issu du détecteur de phase comprend une composante de fouillis, le bruit interne du récepteur et éventuellement le signal cible mobile. Une décomposition en phase et en quadrature [2,16] donne deux composantes $I(t)$ et $Q(t)$ (voir Annexe A) qui correspondent aux signaux de sorties des deux voies de détection de phase (Figure 1.4).

La première voie effectue une détection de phase avec une référence en phase avec la porteuse du signal émis, tandis que la seconde voie utilise une référence en quadrature.

Dans le cas où en est en présence d'une composante du fouillis seule, la phase d'un signal vidéo est perturbée seulement par le bruit interne du récepteur. Par contre, en présence d'un signal utile, la phase admet une variation déterminée principalement par la fréquence Doppler liée à la vitesse de la cible.

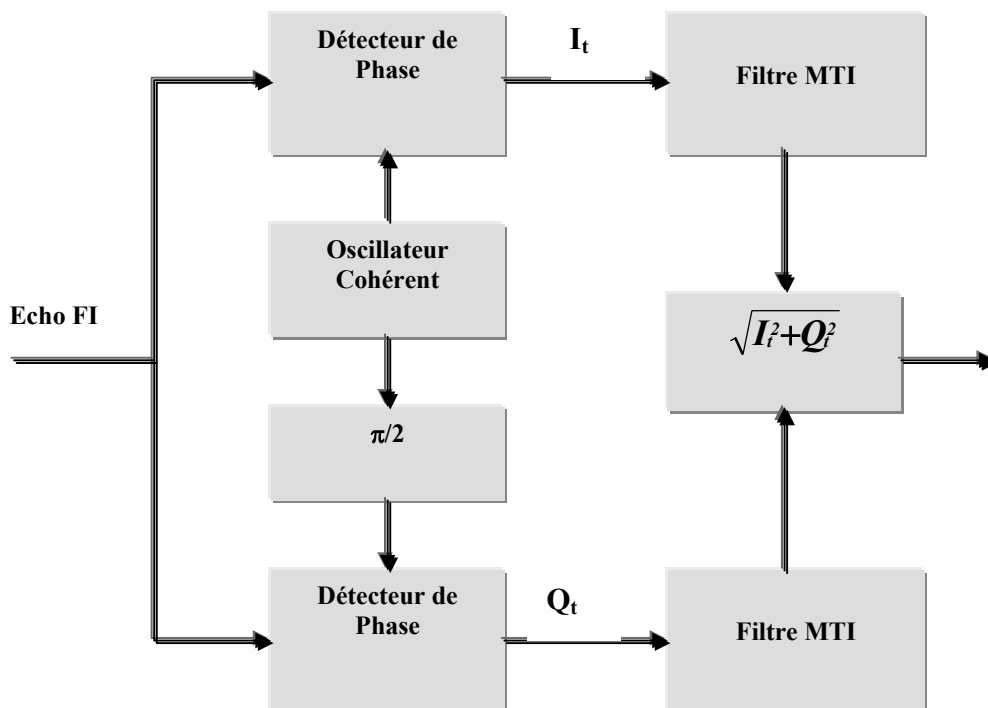


Figure 1.4 Schéma synoptique d'un traitement MTI cohérent

1.6. Détection de cibles

La qualité de détection de cibles inhérente au radar est limitée par la qualité de l'information délivrée par les dispositifs émetteur-récepteur d'une part et d'autre part celle-ci est sujette aux influences de l'environnement ou de l'espace couvert par le radar. Ces influences peuvent être les conséquences de sources naturelles et/ou artificielles.

Ces sources de réflexion indésirables sont communément appelées **fouillis** ou **clutter** et sont définies comme étant des échos radar indésirables qui rendent fastidieuse la détection de cibles pour un radar de surveillance.

Dans les radars modernes, la détection de cibles est réalisée automatiquement par un système de détection automatique et de poursuite, sans l'appréciation et l'intervention d'un opérateur humain. La fonction de détection consiste à décider la présence d'écho de cible si l'échantillon considéré dépasse un certain seuil de décision comme indiqué dans la figure 1.5.

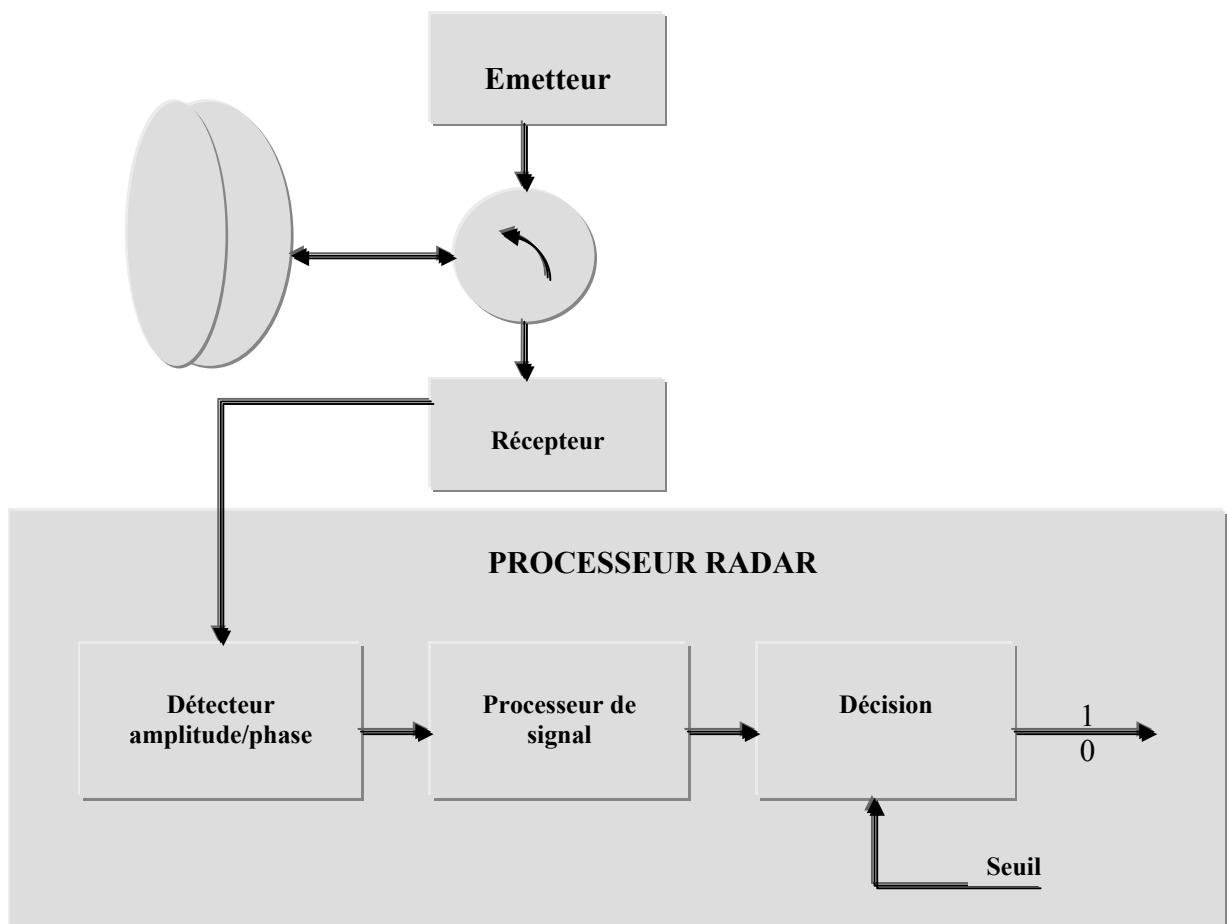


Figure 1.5

1.7. Le Fouillis « clutter »

1.1.7. Introduction

Le fouillis radar est défini comme étant des échos indésirables émanant du sol, de la mer, de la pluie, des Chaffs, des oiseaux... etc. Une conception d'un système Doppler radar doit considérer les propriétés de ce fouillis radar afin d'aboutir à un système efficace.

Le fouillis se présente sous deux formes; Une forme distribuée, qui caractérise les réflexions de la mer, des perturbations atmosphériques, étendues de terrains (à l'exception des terrains accidentés). Cette forme implique une étude théorique consistante, dans la mesure où le modèle physique est décrit par un modèle analytique (processus aléatoire Gaussien), qui permet l'analyse des performances du système en question. Ce modèle spécifie la fonction de densité de probabilité de l'amplitude, la fonction de corrélation et la densité spectrale de puissance.

La forme du processus de fouillis est indépendante des paramètres du radar (durée d'impulsion, forme de l'antenne) et homogène sur toute l'étendue du fouillis. Ces avantages permettent une large utilisation pour la description du fouillis par ses paramètres; σ surface équivalente radar (SER), la fonction de densité de probabilité de l'amplitude, de la fonction d'auto corrélation.

Le concept de fouillis distribué représente souvent une approche optimiste dans la mesure où la non-stationnarité et les variations spatio-temporelles du processus de fouillis présentent des contraintes d'origine naturelles.

La seconde forme de fouillis est une forme discrète dont l'origine est liée aux espaces urbains, constructions, champs agricoles,...etc.

La synthèse de ce chapitre porte d'une part sur un type de fouillis, en l'occurrence le fouillis de surface et plus particulièrement le fouillis de sol dans la mesure où ce dernier présente dans la plus part des cas de figures, la limitation principale pour les dispositifs de détection des radars de surveillance et de contrôle panoramique terrestres. D'autre part, le modèle analytique utilisé pour caractériser ce type de fouillis est le modèle Gaussien du fait que des études récentes suggèrent ce modèle pour caractériser le spectre de fouillis en général [3]

1.8. Représentation analytique du fouillis de sol

Les modèles analytiques du fouillis sont utiles pour la conception et l'analyse des systèmes MTI et des radars Doppler pulsés.

Ces modèles tendent vers une représentation de l'aspect aléatoire du fouillis de sorte que les performances du système envisagé soient déterminées analytiquement.

Le modèle le plus usuel qui caractérise le fouillis de sol est le model Gaussien qui est utilisé exclusivement pour l'analyse des dispositifs MTI.

Une caractéristique intéressante de ce modèle est qu'il conduit à une représentation complète du processus de fouillis seulement par sa moyenne et sa fonction de covariance [4]. Ces modélisations conduisent cependant à une évaluation optimiste des performances des dispositifs MTI.

1.9. Représentation Gaussienne

Le processus aléatoire de fouillis est représenté à la fréquence porteuse f_c par :

$$c_t = x_t \cos \omega_c t - y_t \sin \omega_c t \quad (1.1)$$

où x_t et y_t sont représentés par un processus normal de moyenne nulle et de variance σ^2 .

Le processus c_t est stationnaire au sens large et ses caractéristiques sont indépendantes du temps.

L'amplitude de l'enveloppe (signal modulant) de c_t est donnée par :

$$v_t = \sqrt{x_t^2 + y_t^2} \quad (1.2)$$

la fonction densité de probabilité de cette tension d'enveloppe suit une loi de Rayleigh :

$$p_v(v) = \frac{v}{\sigma^2} \exp(-v^2 / 2\sigma^2) ; v \geq 0 \quad (1.3)$$

1.9.1. Spectre de fouillis de sol

Le spectre de fouillis se caractérise par le mouvement relatif des diffuseurs (sources élémentaires de fouillis), causé par la vitesse du vent, de sorte que si la vitesse augmente le spectre s'élargit. En général, l'étendue spectrale est directement proportionnelle à la fréquence émise.

La forme Gaussienne de la densité spectrale du fouillis de sol est donnée par l'expression

$$S(f) = \frac{P_c \exp(-f^2 / 2\sigma_f^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_f^2}} \quad (1.4)$$

Où σ_f et P_c représentent respectivement, la déviation standard du spectre et la puissance du fouillis.

Les données expérimentales récentes ont montré que la relation 2.4 peut sous-estimer les composantes de fréquence élevées du fouillis de sol.

Une équation empirique d'un ordre maximal de trois décrit convenablement la forme du spectre du fouillis de sol comparativement à celle gaussienne [5,6]. Cette expression est donnée par :

$$S(f) = \frac{k}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^n\right]} \quad (1.5)$$

La fréquence f_c est proportionnelle à la vitesse du vent [7] selon la relation :

$$f_c = 1.33 \exp(0.1365 v_m) \quad (1.6)$$

v_m vitesse du vent en nœud et l'exposant n varie en fonction de fréquence émise.

Etablissons une comparaison entre les deux expressions de la densité spectrale de puissance :

1. Forme Gaussienne

Nous déterminons la déviation standard σ_f grâce à la relation

$$\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda} \quad (1.7)$$

avec λ la longueur d'onde de la porteuse et σ_v la valeur moyenne de la dispersion en vitesse du mouvement interne du fouillis [7,8].

Le tableau 1.1 donne les valeurs expérimentales du paramètre σ_v pour deux types de source de fouillis de sol.

Type de fouillis	σ_v (m/s)	σ_f (Hz) avec $\lambda=10$ cm
Collines peu boisées, journée calme 2.6 km/h (1.39 nœud)	0.005	0.1
Collines très boisées, vitesse du vent 37 km/h (20 nœuds)	0.14	2.8

Table 1.1

L'expression de σ_v est donnée par :

$$\sigma_v = 0.0033 v_m^{1.26} \quad (1.8)$$

L'étendue spectral du spectre suivant les équations 1.4 et 1.5 est relative à une fréquence de répétition de 400 Hz.

2. Forme empirique

Nous déterminons les valeurs des fréquences de coupure **f_c** selon l'expression 1.6 dans les deux cas présentés par la Table 1.2.

TYPE DE FOUILLIS	f_c (Hz)
Collines peu boisées, journée calme 2.6 km/h (1.39 nœud)	1.60788
Collines très boisées, vitesse du vent 37 km/h (20 nœuds)	20.39274

Table 1.2

1.10. Conclusion

Nous constatons que la représentation spectrale gaussienne occupe une étendue spectrale inférieure comparativement à celle de la représentation empirique, ceci pour les deux cas de figure à savoir colline peu boisée, journée calme et colline très boisée, vitesse du vent 37 Km/h. Plus cette étendue spectrale est conséquente, plus il y'aura une présence des composantes de fouillis dans la bande passante de filtre MTI. Ainsi, nous considérons que la représentation gaussienne est optimiste.

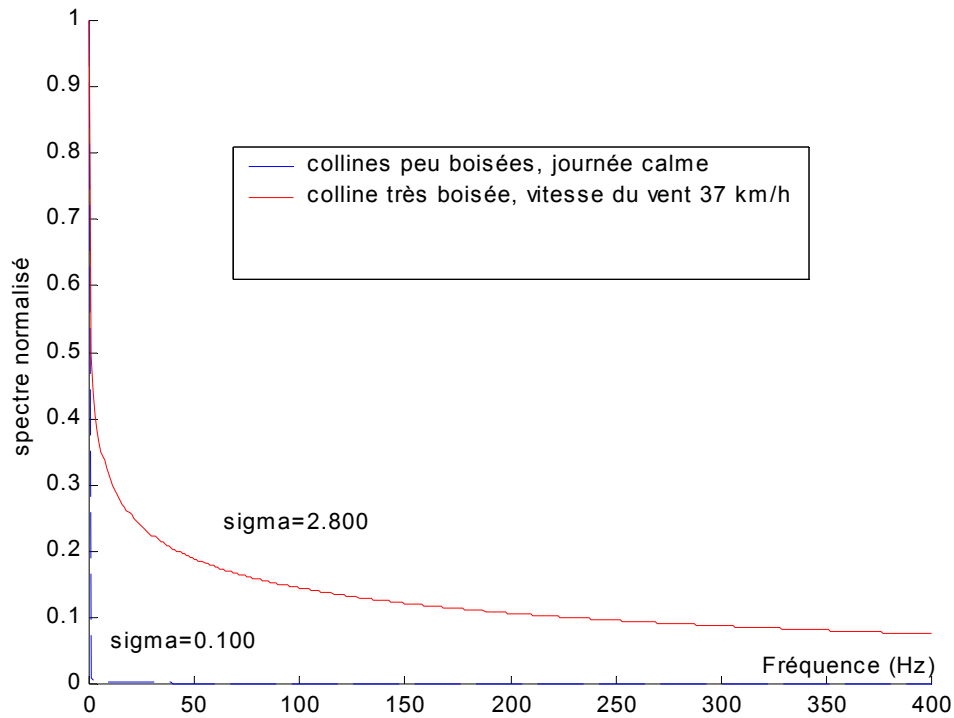


Figure 1.6 représentation du spectre de fouillis de sol selon une loi Gaussienne

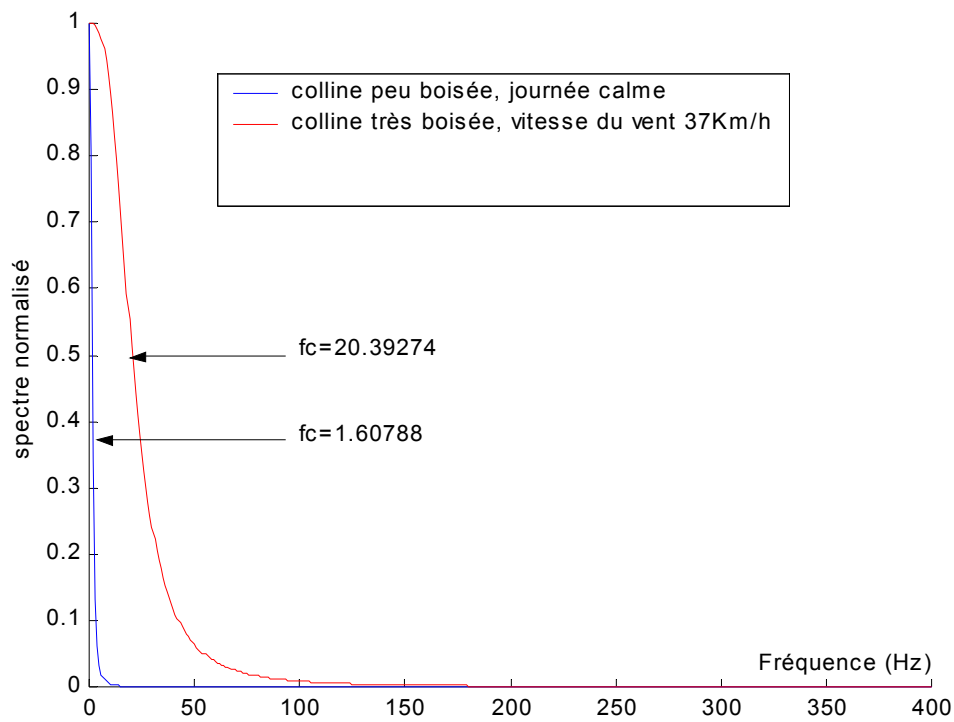


Figure 1.7 représentation du spectre de fouillis de sol selon une loi empirique

1.11. Traitement doppler

1.11.1. Effet Doppler

Le principe qui permet la détection de cibles mobiles par les radars est lié à la transformation qui décale la fréquence du signal réfléchi par un obstacle mobile comparativement à la fréquence du signal émis, ceci dans une proportion en relation avec la vitesse radiale de l'obstacle.

Le décalage Doppler est défini comme étant la dérivée par rapport au temps de la phase θ du signal réfléchi soit:

$$f_d = d\theta / 2\pi dt = 2v_r / \lambda \quad (1.9)$$

Avec $\theta = 4\pi r / \lambda$

Où v_r est la vitesse radiale de l'obstacle.

La signature doppler des aéronefs est généralement différente de celle du fouillis, ce qui permet la détection par utilisation de filtres doppler appropriés.

1.12. Principes du traitement doppler

Les performances d'un traitement doppler sont liées directement à la résolution du radar.

Celle ci est définie comme étant la capacité du radar à distinguer deux cibles étroitement espacées au moins suivant une des variables d'état utilisées pour décrire la cible. Les variables d'état associées généralement aux cibles radar forment un espace à quatre dimensions représenté par l'angle d'azimut, l'angle de site ou l'élévation, et la vitesse radiale ou doppler.

Les variables d'état angulaires sont séparées des variables d'état distance-azimut. Ainsi, les propriétés de résolution du radar sont décrites par deux vecteurs qui traduisent, respectivement, les dimensions angulaires et les dimensions spectro-temporelles (distance-doppler) [9,10]. Les dimensions considérées dans le cas du traitement doppler sont celles liées à la résolution spectro-temporelle, dont la caractérisation est déduite à partir de la fonction d'ambiguïté χ du radar. Cette ambiguïté est décrite par :

- Une ambiguïté en distance qui se produit à des intervalles, multiples de la fréquence de répétition f_r , donnés par :

$$T = n \frac{1}{f_r} \quad (1.10)$$

- Une ambiguïté en vitesse (doppler) liée à la fréquence de répétition du radar f_r , donnée par :

$$v_r = \frac{\lambda f_r}{2} \quad (1.11)$$

avec λ la longueur d'onde du radar.

Par conséquent le paramètre fréquence de répétition f_r est un paramètre déterminant dans la conception des dispositifs à filtrage doppler.

La résolution en distance-doppler peut être décrite selon le diagramme d'ambiguïté de la figure 1.8.

Avec :

B : bande passante du récepteur

τ : durée d'impulsion du signal émis

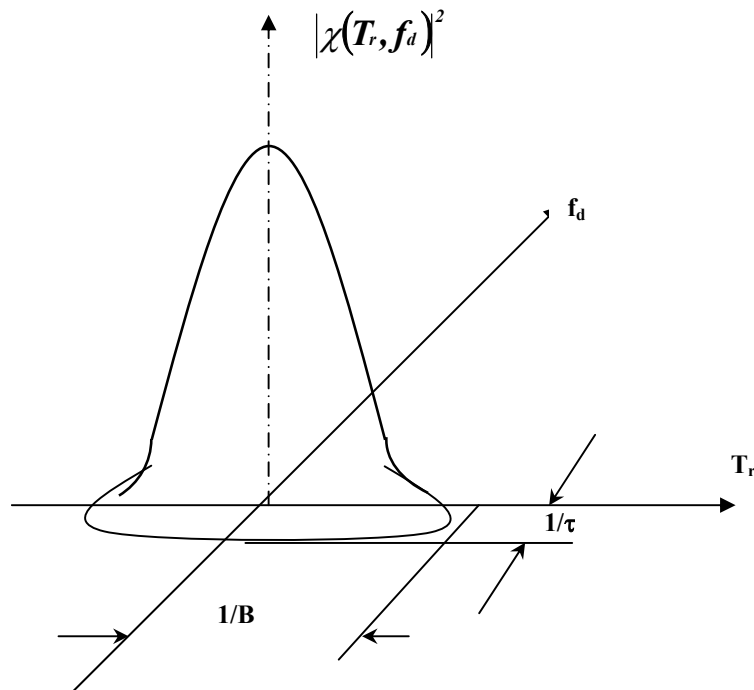


Figure 1.8

Nous constatons que la résolution en distance peut être améliorée en émettant avec une grande bande passante B ce qui limite la zone d'ambiguïté dans le plan distance. Pour ce qui est de la résolution doppler, celle-ci est améliorée en émettant des signaux avec une grande durée d'impulsion τ afin de réduire la zone d'ambiguïté dans le plan doppler.

1.13. Filtre Doppler optimum

La préoccupation majeure dans un filtrage doppler est de pouvoir détecter n impulsions de cibles cohérentes présentant un décalage doppler et noyées dans le fouillis et le bruit interne du récepteur.

L'architecture d'un processeur doppler optimum figure 1.9 comporte un filtre transversal linéaire dont les coefficients sont complexes. La structure linéaire du filtre résulte de la supposition d'une statistique Gaussienne du fouillis et du bruit interne du récepteur, tandis que les coefficients complexes sont déterminés à partir de la connaissance de la matrice de covariance de l'interférence (fouillis et bruit interne du récepteur). L'objectif de cette procédure du processeur doppler optimal est de déterminer les poids complexes du filtre transversal de sorte que le rapport signal-interférence en sortie soit maximisé comparativement à celui du signal doppler à l'entrée.

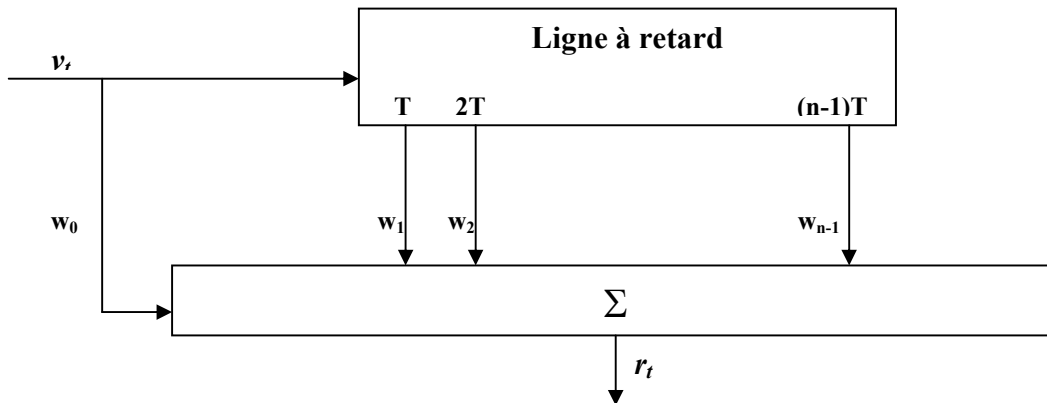


Figure 1.9 Filtre processeur transversal optimum

A partir de cette structure, nous présentons en premier lieu quelques propriétés du filtre transversal, ensuite les expressions d'évaluation des performances de tels filtres. Pour aboutir enfin vers la structure du filtre MTI considéré.

Le signal de sortie complexe à la sortie du filtre est donnée par :

$$r_t = \sum_{i=0}^{n-1} w_i v_i = \mathbf{W}^T \mathbf{V} = \mathbf{V}^T \mathbf{W} \quad (1.12)$$

avec $W^T = (w_0, w_1, \dots, w_{n-1})$ le vecteur des poids complexes, $V^T = (v_0, v_1, \dots, v_{n-1})$ le vecteur signal complexe à l'entrée.

On définit la puissance du signal en sortie par :

$$P_0 = E|r|^2 = E(rr^*) = WE(vv^{*T})W^T \quad (1.13)$$

avec

T : l'opération de transposition

* : conjugué complexe.

Nous considérons les deux cas suivants :

1. Les données d'entrée représentent une interférence (fouillis et bruit interne du récepteur).

$$P_n = W^T R_n W^* \quad (1.14)$$

avec R_n la matrice de covariance de l'interférence et $N^T = (N_0, N_1, \dots, N_{n-1})$ le vecteur d'entrée complexe.

2. Les données d'entrée représentent un signal utile, le vecteur complexe d'entrée est $S e^{j\phi}$.

Avec $S^T = (s_0, s_1, \dots, s_{n-1})$ et ϕ variable aléatoire distribuée dans l'intervalle $0-2\pi$. Alors la puissance du signal est donnée par :

$$P_s = W^T E(S e^{j\phi} S^{*T} e^{-j\phi}) W^* = W^T M_s W^* \quad (1.15)$$

Avec

$$M_s = E(SS^{*T}) \quad (1.16)$$

Généralement, les coefficients de pondération associés au filtre transversal sont complexes. Pour des commodités d'implémentation du filtre transversal on utilise seulement les opérations réelles. Ceci est mise en œuvre par l'adjonction au processeur d'un canal en quadrature (figure 1.10), où les composantes réelles et imaginaires des coefficients de pondération opèrent chacune par un canal.

Le signal d'entrée réel est exprimé à partir de la représentation complexe par :

$$v_t = \text{Re}[\tilde{v}_t e^{j\omega t}] = v_{ct} \cos \omega t + v_{st} \sin \omega t \quad (1.17)$$

avec v_{ct} et v_{st} les composantes en phase et en quadrature du signal en bande de base.

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

La représentation du signal complexe en bande de base ainsi que les coefficients de pondération complexes du filtre sont donnés par :

$$\tilde{v}_t = v_{ct} - jv_{st} \quad (1.18)$$

$$\tilde{w} = w_R - jw_I \quad (1.19)$$

avec w_R la partie réelle et w_I la partie imaginaire.

L'expression du signal complexe à la sortie du filtre transversal est donnée par :

$$\tilde{r} = \tilde{W}^T \tilde{V} \quad (1.20)$$

$$\tilde{r} = (W_R^T V_c - W_I^T V_s) - j(W_R^T V_s + W_I^T V_c) \quad (1.21)$$

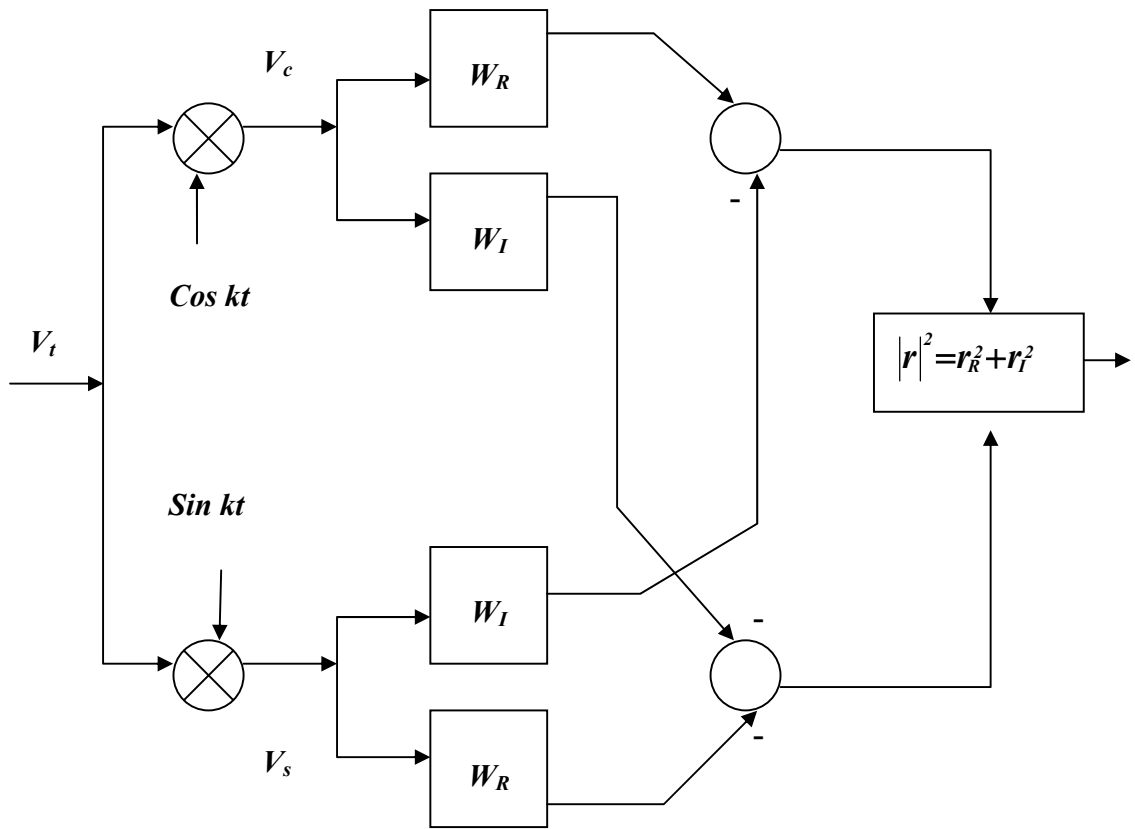


Figure 1.10 Schéma synoptique d'implémentation d'un filtre transversal complexe

La solution pour les coefficients de pondération optimaux du filtre est donnée par [4] :

$$(R_n - \lambda_{\min} I) W_0^* = 0 \quad (1.22)$$

Les valeurs propres de la matrice de covariance R_n sont réelles puisque R_n est une matrice réelle et symétrique, ce qui signifie que les coefficients optimaux du filtre w_0 peuvent être pris

comme réels. Ceci simplifie la structure du filtre transversal décrit dans la figure 1.10 en une structure avec des coefficients de pondération réels, représentée par la figure 1.11. Cette forme est communément indiquée par *MTI à canal en quadrature*.

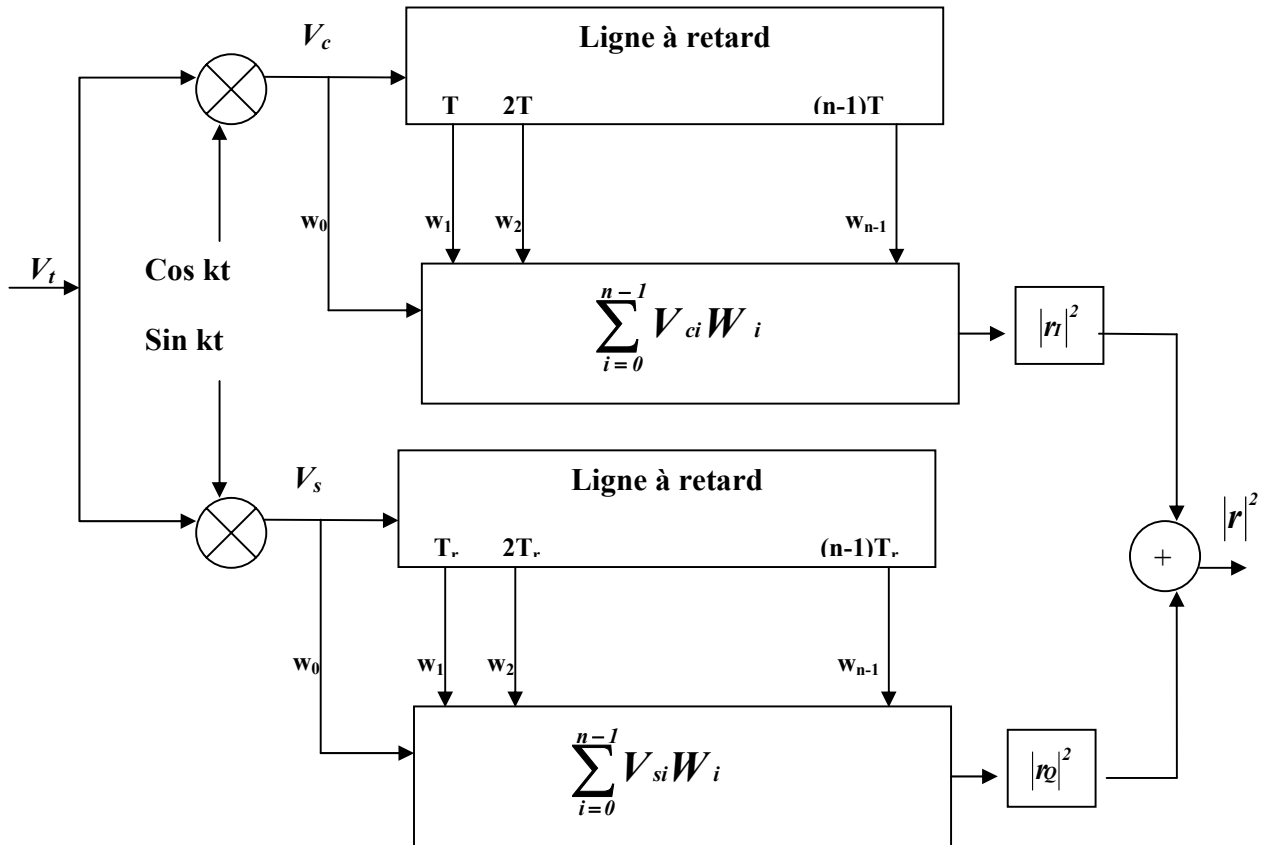


Figure 1.11 MTI à canal en quadrature

CHAPITRE 2

Le système MTI

2.1. Introduction

Du point de vue fonctionnel, un MTI permet la détection des cibles noyées dans le fouillis, ceci par l'exploitation du décalage de fréquence dû au mouvement relatif de cibles mobiles et du fouillis.

Un radar de surveillance à système MTI opère généralement à des fréquences de répétition assez basses afin de lever l'ambiguïté en distance, mais sans pour autant lever l'ambiguïté en vitesse doppler, dans la mesure où un radar opérant à de telles fréquences de répétition est fortement ambigu, générant ainsi la contrainte des vitesses aveugles qui se produisent à des fréquences doppler multiples de la fréquence de répétition f_r .

L'objectif d'un système MTI est de disposer d'une part, d'une réponse en fréquence du filtre en peigne avec coupe-bande dans les régions du spectre de fouillis et passe-bande dans les régions du spectre de cibles mobiles et d'autre part l'amélioration du rapport signal à fouillis et non le rapport signal à bruit car l'amélioration de ce dernier requière la disposition d'un intégrateur à la sortie du système MTI.

La mise en œuvre d'un système MTI est dictée par le type de la chaîne de détection radar en amont à savoir cohérente ou non cohérente. L'objet de notre étude porte sur une chaîne de détection cohérente, qui obéit au schéma de représentation de la figure 1.4, avec l'utilisation d'un filtre MTI soustracteur.

La fonction d'un MTI soustracteur (transversal) est d'atténuer les réflexions de fouillis en appliquant des réponses de filtre en peigne. En général plus le nombre d'impulsions traitées (nombre de récurrences prise en considération) par le filtre est important plus la bande d'atténuation du fouillis du filtre en peigne est importante.

2.2. Fonction de transfert d'un filtre MTI

La fonction de transfert d'un filtre MTI est donnée par :

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(n) z^{-n} \quad (2.1)$$

où $h(n)$ est la réponse impulsionnelle du filtre.

Cette expression montre que la structure du filtre est une mise en cascade d'un réseau de ligne à retard.

Lorsque nous considérons une fonction de transfert telle que :

$$H(z) = \frac{\alpha_0 z^n + \alpha_1 z^{n-1} + \dots + \alpha_n}{z^n - \beta_1 z^{n-1} - \dots - \beta_n} \quad (2.2)$$

la forme canonique correspondante est donnée par la figure 2.1.

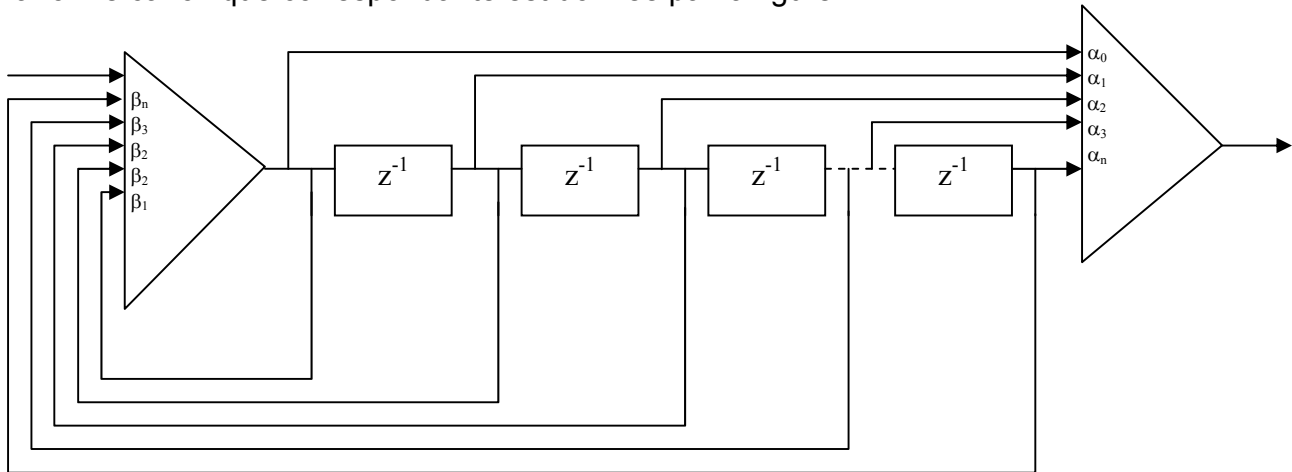


Figure 2.1 Structure canonique d'un filtre MTI

Les coefficients du numérateur contrôlent les zéros du filtre et ceux du dénominateur contrôlent les pôles. La configuration d'intérêt à savoir celle du filtre transversal (filtre à réponse impulsionnelle finie) revient à prendre les coefficients du dénominateur β_i nuls. Ceci donne une fonction de transfert du filtre transversal de la forme:

$$H(z) = \alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \dots + \alpha_n z^{-n} \quad (2.3)$$

2.3. Filtre MTI transversal

Les filtres numériques à réponse impulsionnelle finie (RIF) [20] sont des systèmes linéaires discrets invariants dans le temps, définis par une équation selon laquelle la sortie, représentant un échantillon du signal filtré, est obtenue par sommation pondérée d'un ensemble fini d'échantillon d'entrée. Les coefficients de la sommation pondérée constituent la réponse impulsionnelle et un ensemble fini d'entre eux seulement prennent des valeurs non nulles. Ce filtre est du type « à mémoire finie », c'est à dire qu'il détermine sa sortie en fonction d'informations d'entrée anciennes limitées. Il est fréquemment désigné par filtre non récursif, en raison de sa structure, car il ne nécessite pas des boucles de réaction dans sa réalisation [20].

Le filtre MTI transversal consiste en un ensemble de cellules de retard où la sortie est formée par une sommation pondérée du signal d'entrée de chaque cellule selon la figure 2.2.

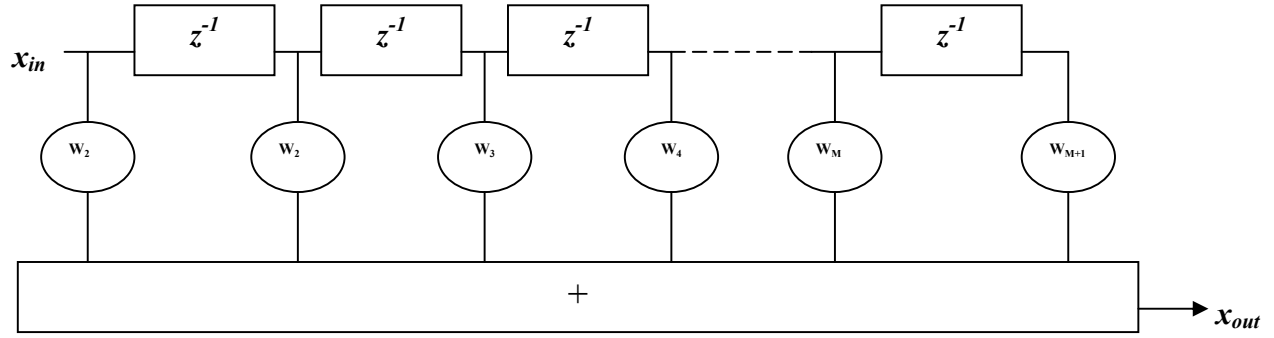


Figure 4.2 MTI transversal

La réponse impulsionnelle d'un tel filtre est donnée par :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{n-1} w_k \delta(t-kT) \quad (2.4)$$

avec :

n : le nombre de récurrences traitées.

w_k : les coefficients de pondération du filtre.

δ : impulsion de Dirac.

La transformée en Z de l'expression (2.4) est donnée par :

$$H(z) = \sum_{k=0}^{n-1} w_k z^{-k} = \frac{\sum_{k=0}^{n-1} w_k z^{n-1-k}}{z^{n-1}} \quad (2.5)$$

Ceci montre que le filtre transversal a **(n-1)** poles à l'origine du plan Z ce nombre est égal au nombre de cellule de retard z^{-1} .

Généralement les coefficients du filtre sont des poids binomiaux car pratiquement ils approchent les coefficients du filtre optimal [4]. A partir de cette considération, la cellule élémentaire de filtrage représente un MTI soustracteur, dit à simple annulation, (figure 2.3) dont les poids binomiaux w_k sont le couple (1,-1) et le nombre de récurrence traitées n est égal à 2.

La fonction de transfert d'une telle structure est donnée par :

$$H(z) = 1 - z^{-1} \quad (2.6)$$

Une telle fonction de transfert présente un pole à l'origine et un zéro sur le cercle unité (figure 2.4).

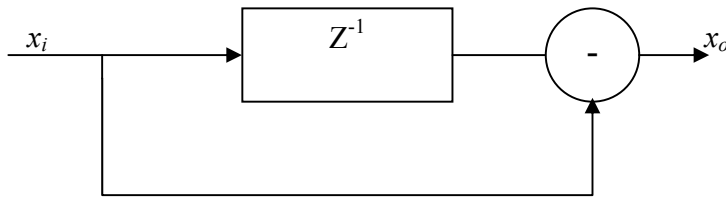


Figure. 2.3 Cellule MTI élémentaire

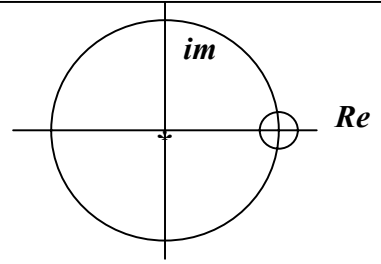


Figure 2.4 Zéro et pôle d'une cellule élémentaire

La mise en cascade de $n-1$ cellules élémentaires [20] décrites par la figure 2.5 conduit à une fonction de transfert :

$$H(z) = \left(\frac{z-1}{z} \right)^{n-1} \quad (2.7)$$

ce qui donne une réponse en fréquence de la forme :

$$H(f) = 2^n \sin^n(\pi f_a T) \quad (2.8)$$

Une telle fonction de transfert admet $n-1$ pôles à l'origine du plan Z et $n-1$ zéros sur le cercle unité.

Ce type de MTI soustracteur est dit soustracteur binomial car les poids d'un tel filtre correspondent aux coefficients binomiaux donnés par la relation :

$$w_k = (-1)^k \binom{n}{k} = \frac{(-1)^k n!}{k!(n-k)!} \quad (2.9)$$

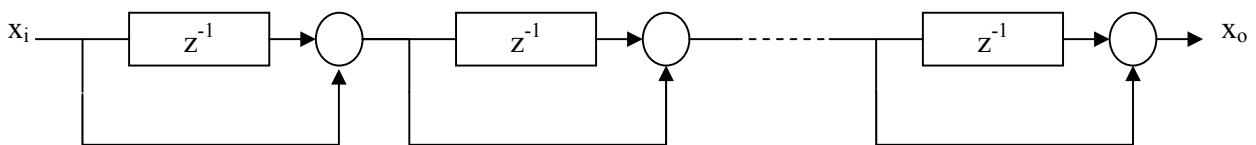


Figure 2.5 Filtre MTI soustracteur à N étages

Les filtres MTI à coefficients binomiaux les plus usuels sont :

- Simple annulation (figure 2.6)
- Double annulation (figure 2.7)
- Triple annulation (figure 2.8)

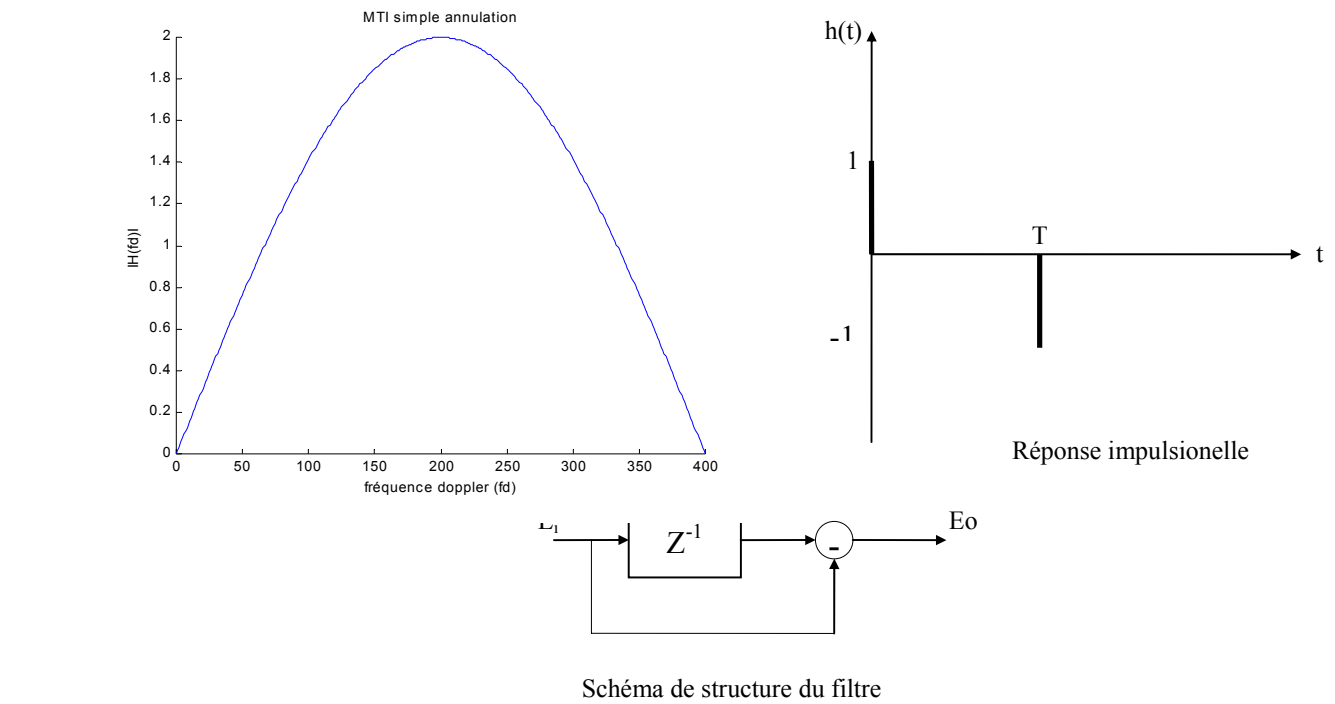


Figure 2.6 MTI Simple annulation

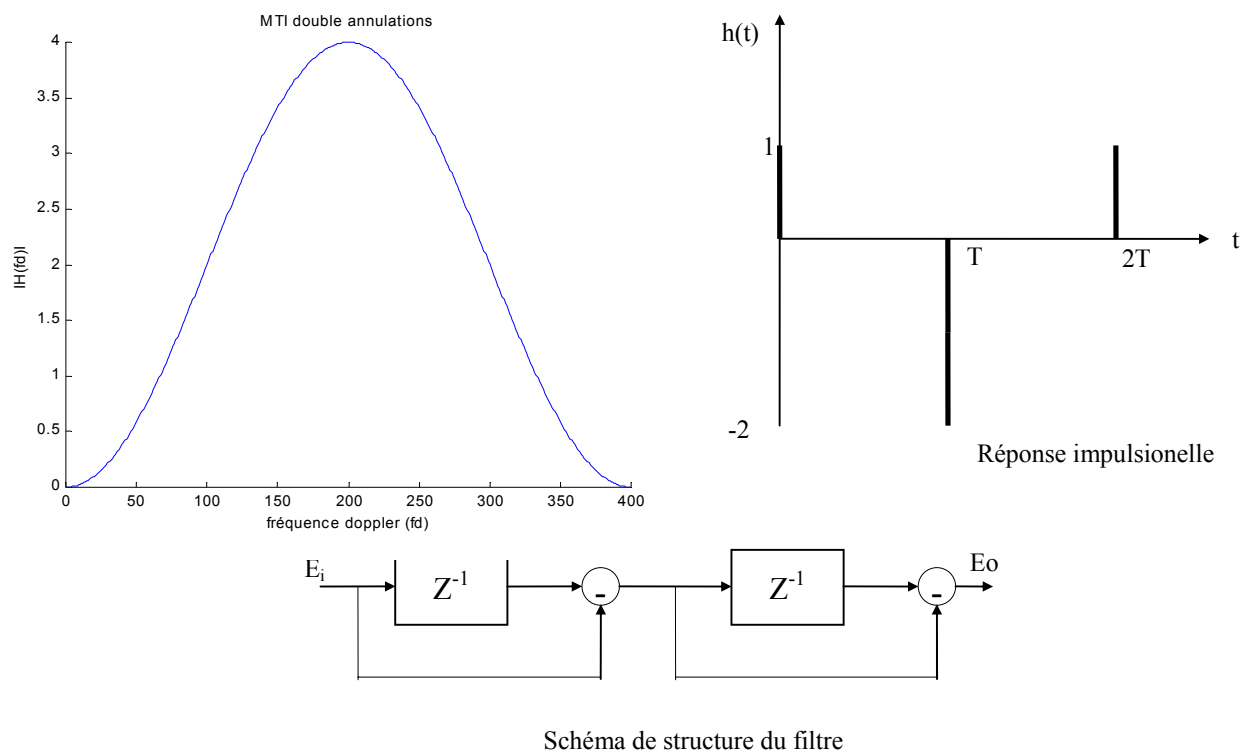


Figure 2.7 MTI Double annulation

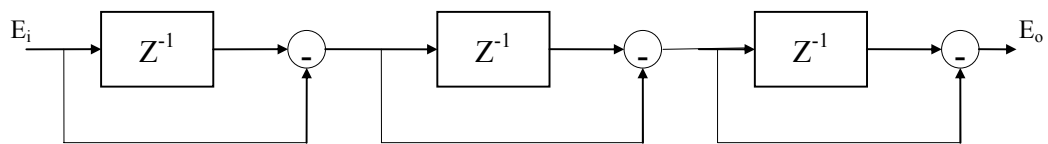
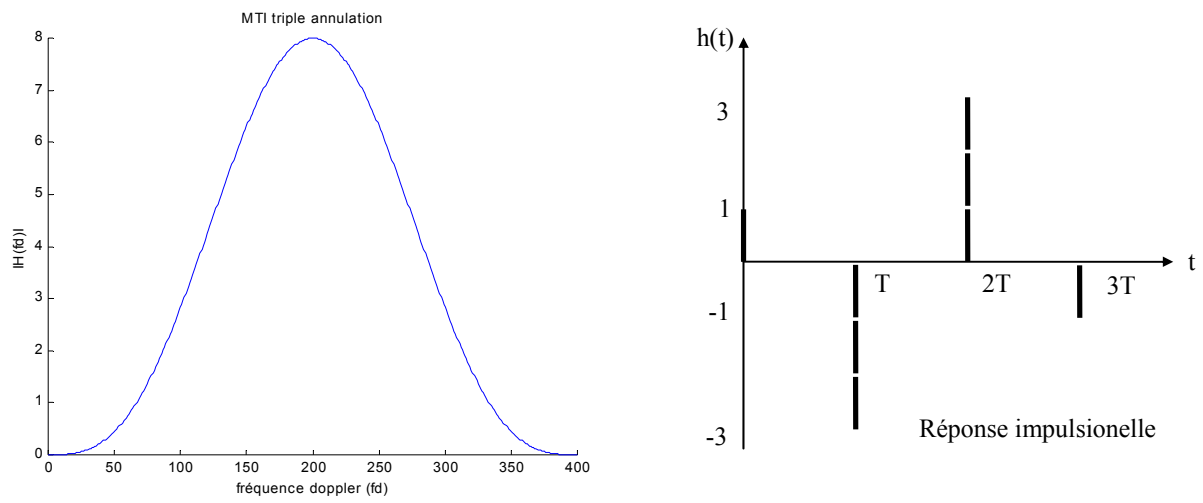


Schéma de structure du filtre

Figure 2.8 MTI Triple annulation

2.4. Performances d'un dispositif MTI

2.4.1. Introduction

En pratique, les techniques de traitement doppler sont dites évoluées sur la base de leurs capacités d'améliorer le rapport puissance du signal cible à la puissance de l'interférence fouillis. Afin d'apprécier le degré d'amélioration on utilise un facteur dit *facteur d'amélioration* ou "*improvement factor*". Ce facteur tient compte de l'atténuation du fouillis et de la réponse du filtre MTI.

2.4.2. Facteur d'amélioration (I_c)

Le facteur d'amélioration d'un filtre MTI est défini comme étant "*le rapport signal à fouillis à l'entrée du filtre divisé par le rapport signal à fouillis à la sortie du filtre, moyenné uniformément sur la vitesse radiale de la cible*".

L'expression de ce facteur d'amélioration est donnée par :

$$I_c = \frac{\overline{(S/C)}_o}{\overline{(S/C)}_i} \quad (2.10)$$

Ou encore

$$I_c = \overline{(S_o/S_i)} \overline{(C_i/C_o)} \quad (2.11)$$

Le terme $\overline{(S_o/S_i)}$ exprime un gain noté $\overline{G}$, qui représente la valeur moyenne de la réponse du filtre et le second terme $\overline{(C_i/C_o)}$ exprime une atténuation notée $\overline{C}$ qui représente l'atténuation du fouillis ou le facteur d'annulation. Sous cette forme, le facteur d'amélioration englobe l'atténuation du fouillis et l'amélioration de la réponse du filtre. Ainsi, le facteur d'amélioration dépend seulement des poids du filtre MTI, de la puissance du fouillis et du nombre d'impulsions traitées (nombre de périodes de répétition).

Le facteur d'amélioration pour un MTI cohérent peut être évalué par [4]

$$I_c = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} w_j^2}{\sum_{j=0}^{n-1} \sum_{k=0}^{n-1} w_j w_k \rho_c(j-k)} \quad (2.12)$$

où le gain est défini par $\overline{G} = \sum_{j=0}^{n-1} w_j^2$

avec :

w_j : poids du filtre MTI

ρ_c : coefficients de corrélation du fouillis

n : nombre d'impulsions traitées.

Dans le cas d'une forme gaussienne du spectre de fouillis, les coefficients de corrélation s'expriment par :

$$\rho_c(i-j) = \exp\left[-(i-j)^2 \Omega^2 / 2\right] \quad (2.13)$$

avec $\Omega = 2\pi\sigma_f T$.

En pratique les poids binomiaux sont largement utilisés, car ils procurent des performances qui approchent le cas optimal [4] d'une part et d'autre part, ils procurent une aisance de réarrangement des expressions de filtrage pour la mise en œuvre.

Les poids binomiaux sont donnés par la relation.

$$w_k = (-1)^k \binom{n}{k} = (-1)^k \frac{n!}{k!(n-k)!} \quad (2.14)$$

Ainsi le facteur d'amélioration est obtenu par l'expression suivante:

$$I_c = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} \binom{n}{j}^2}{\sum_{j=0}^{n-1} \sum_{k=0}^{n-1} (-1)^{k+j} \binom{n}{j} \binom{n}{k} \rho_c(j-k)} \quad (2.15)$$

2.5. Limitations des performances du système MTI

L'appréciation des limitations des performances dans un système MTI est traduite généralement sur le facteur d'annulation $\bar{C}$. Les sources de ces limitations sont liées aux interférences générées par les instabilités liées aux équipements d'émission et de réception. Parmi ces instabilités nous trouvons :

- Variation de la période de répétition radar (récurrence radar) d'une émission à la suivante.
- Variation de la durée d'impulsion du signal émis.
- Variation de l'amplitude du signal émis.
- Distorsion de l'impulsion émise.
- Variation de la phase et du gain dans le dispositif récepteur.
- Modulation de fréquence de l'impulsion émise.

- Dérives de fréquences dans les oscillateurs locaux et les oscillateurs cohérents.
- Imperfections dans la mémorisation de la phase du signal émis au niveau de l'oscillateur cohérent.
- Bruit de quantification au niveau des composantes numériques.

2.6. Simulation

2.6.1. Introduction

L'évaluation des performances de la fonction MTI à implémenter sera effectuée sur la base de signaux réels indépendamment de l'aspect réalisation, dans la mesure où cela traduit généralement les capacités de calcul ou le nombre d'opérations pour la mise en œuvre de la fonction MTI.

Nous considérons deux variantes de filtres MTI à annulation, en l'occurrence le double annulation et le triple annulation.

Les enregistrements recueillis correspondent aux signaux vidéos bipolaires bruts relatifs aux sorties d'un détecteur de phase à canaux en quadrature I_t et Q_t conformément au schéma synoptique présenté par la figure. 1.4.

La source des signaux enregistrés est connue a priori, dans la mesure où nous avons orienté l'antenne dans une région caractérisée par une prépondérance du fouillis du sol sur une distance de 23 km, ceci par un temps dégagé dans la direction d'intérêt.

L'influence des instabilités originelles des dispositifs en amont de la chaîne d'émission réception, la tension de référence issue de l'oscillateur cohérent et la plage d'erreur supportée par le déphaseur 90° sont induites dans l'évaluation.

2.6.2. Mode opératoire

2.6.2.1. Enregistrement des signaux

La mise en œuvre de cette opération consiste à effectuer trois enregistrements simultanés à savoir :

- Le signal vidéo de la composante en phase I_t .
- Le signal vidéo de la composante en quadrature Q_t .
- Le signal période de répétition T .

L'opération d'acquisition est caractérisée par :

- Cadence d'échantillonnage de 1 MHz (fréquence de Nyquist).

- Codage de l'amplitude de l'échantillon sur un octet.
- Taille du champ mémoire pour chaque signal enregistré est de 250 kByte.
- Durée d'acquisition 256 ms.
- Nombre de récurrences acquises environ 100 récurrences.

2.6.2.2. Segmentation

Cette opération consiste à réarranger les enregistrements de la voie en phase I_t et la voie en quadrature Q_t en vecteurs de données, où chaque vecteur représente un segment de la récurrence radar. La taille d'un segment traduit un nombre de 300 échantillons, relatifs à une des voies en quadrature I_t ou Q_t . Un échantillon est représenté par un octet pris à chaque porte distance de 150 m, en l'occurrence la taille d'un segment représente les données reçues sur une distance de 45 km figure 2.9.

Un segment est initié au début de chaque récurrence radar de période T , de sorte qu'un segment de rang i traduit les données reçues pendant la récurrence d'un même rang i .

L'axe des abscisses représente le nombre d'échantillons, de sorte que chaque multiple de 300 sur cet axe représente le début d'une nouvelle récurrence radar. Un échantillon d'abscisse M est présenté par l'expression :

$$M = k[300] + j \quad (2.16)$$

avec :

k : le rang de la récurrence.

300 : nombre d'échantillons considérés par récurrence.

J : ordre de la porte distance de l'échantillon (quantum distance).

L'axe des ordonnées représente l'amplitude de l'échantillon bipolaire codé sur 8 bits variant dans une plage de valeurs de $[-128 \ 127]$.

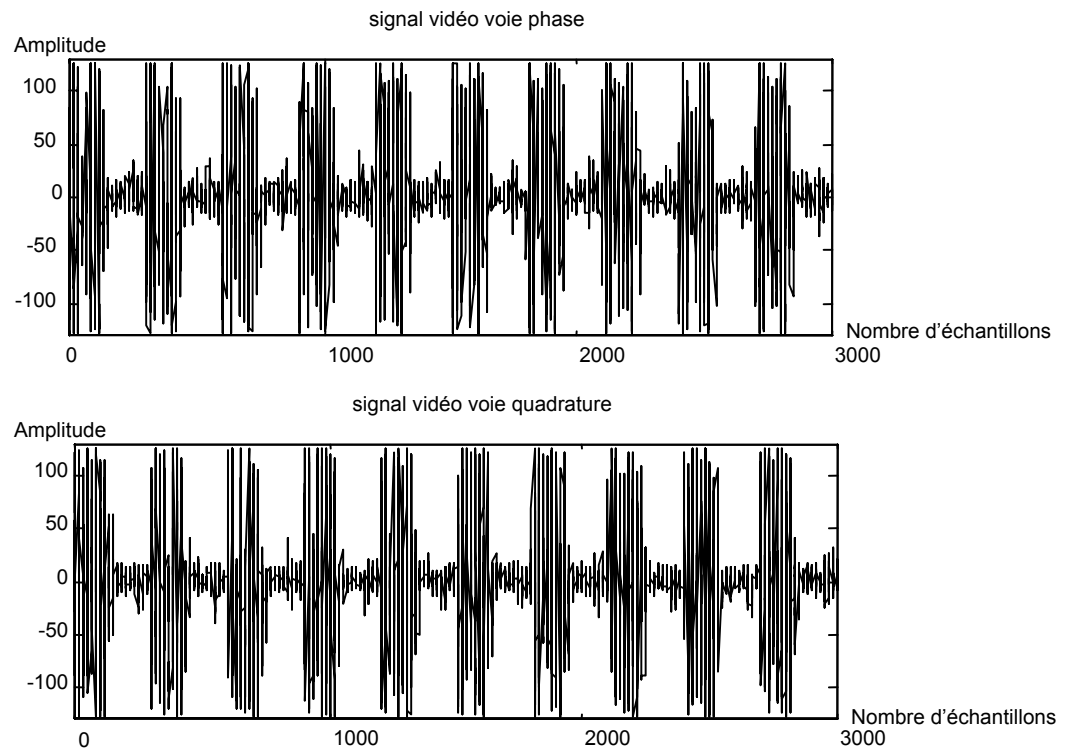


Figure 2.9 Segmentation des signaux I_t et Q_t

2.6.3. Filtrage MTI

Pour tirer pleinement partie des informations qu'offre un radar sans que les échos de relief soient un handicap pour le traitement envisagé, il est indispensable de doter les systèmes de traitement de l'information d'un dispositif d'élimination d'échos fixes. Parmi les systèmes les plus usuels nous trouvons les systèmes MTI, qui se basent sur le fait que les échos mobiles sont affectés de l'effet Doppler et pas les échos fixes. Il s'agit donc de comparer la phase de deux échos successifs, le premier étant retardé d'une période de récurrence $1/f_r$. Si ces échos successifs sont identiques, le signal de sortie est nul, c'est le cas pour les échos fixes signaux, par contre dans le cas contraire nous sommes en présence d'échos mobiles.

1) Double annulation

i) Poids binomiaux du filtre

Les poids binomiaux du filtre sont déterminés par la relation (2.9) et représentés par la table 2.1.

Nombre de récurrences traitées $n = 3$ $k \in [0 \ n-1]$	$k = 0$	$k = 1$	$k = 2$
w_k	1	-2	1

Table 2.1 Poids binomiaux d'un filtre double annulation

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

Si x_{I_t} et x_{Q_t} sont respectivement les signaux à l'entrée en phase et en quadrature des filtres double annulation de réponse impulsionnelle $h(t)$, le signal de sortie pour une voie en phase ou en quadrature est donné par : $y(t)=x(t)*h(t)$ selon (2.4). Ainsi l'expression finale du signal de sortie est :

$$y(t)=\sum_{k=0}^2 w_k x(t-kT)=x(t)-2x(t-T)+x(t-2T) \quad (2.17)$$

Le module du signal complexe filtré représenté dans la figure 2.10 est formé à partir des sorties en phase y_{I_t} et en quadrature y_{Q_t} de chaque filtre double annulation suivant le schéma synoptique de la figure 1.4 et est donné par :

$$y_o=\sqrt{y_{I_t}^2+y_{Q_t}^2} \quad (2.18)$$

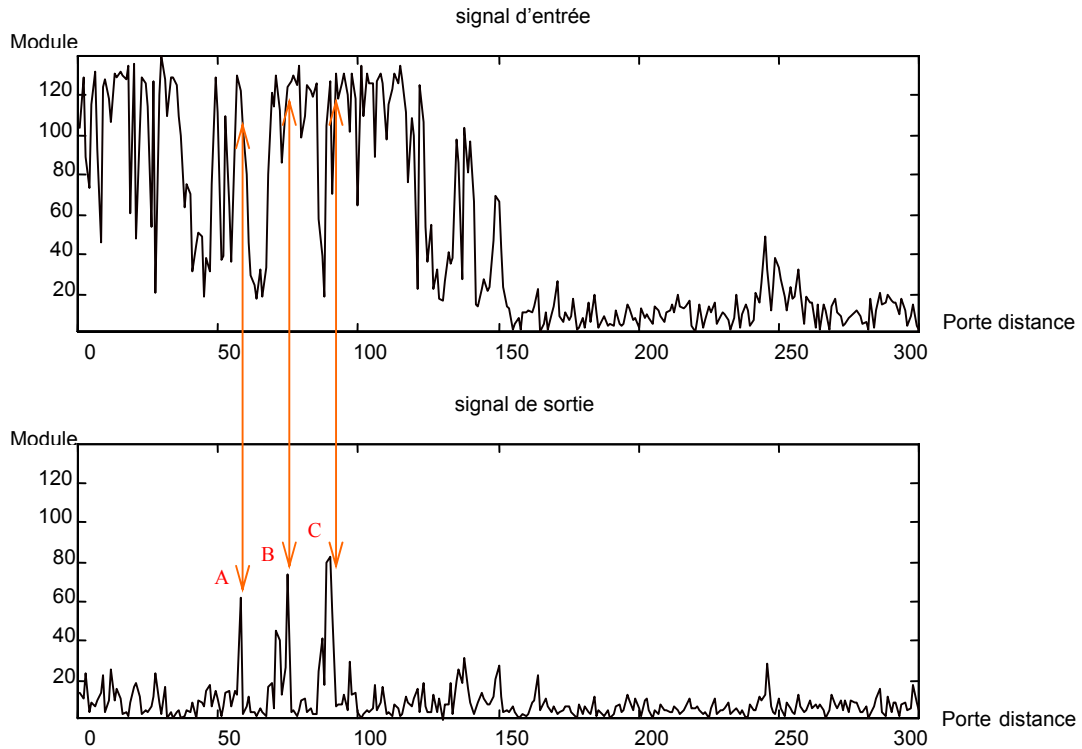


Figure 2.10 Filtrage MTI double annulation

Dans la figure 2.10, nous constatons que les 150 première porte distance du signal d'entrée (brut) représente une domination du fouillis de sol, comme cité dans l'introduction de ce chapitre, l'application du filtre MTI double annulation a permis de réduire considérablement l'amplitude des échos de fouillis en sortie du filtre notamment dans les

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

150 première portes distances et au voisinage de la 250^{ème} porte distance, ceci comparativement avec l'entrée du filtre, néanmoins, il persiste des échos de fouillis résiduels (A,B,C) dont les amplitudes sont inférieures à ceux de l'entrée du filtre.

2) filtrage MTI triple annulation

i) Poids binomiaux du filtre

Les poids binomiaux du filtre sont déterminés par la relation (2.9) et représentés par la table 2.2

Nombre de récurrences traitées $n = 4$ $k \in [0 \ n-1]$	$k = 0$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$
w_k	1	-3	3	-1

Table 2.2 Poids binomiaux d'un filtre triple annulation

Si xI_t et xQ_t sont respectivement les signaux à l'entrée en phase et en quadrature des filtres triple annulation de réponse impulsionnelle $h(t)$, le signal de sortie pour une voie phase ou quadrature est donné par : $y(t)=x(t)*h(t)$ selon (2.4). Ainsi l'expression finale du signal de sortie est :

$$y(t)=\sum_{k=0}^3 w_k x(t-kT)=x(t)-3x(t-T)+3x(t-2T)-x(t-3T) \quad (2.19)$$

Le module du signal complexe filtré (figure 6.3), formé à partir des sorties en phase yI_t et en quadrature yQ_t de chaque filtre double annulation suivant le schéma synoptique de la figure 1.4 est toujours donné par la relation (2.18).

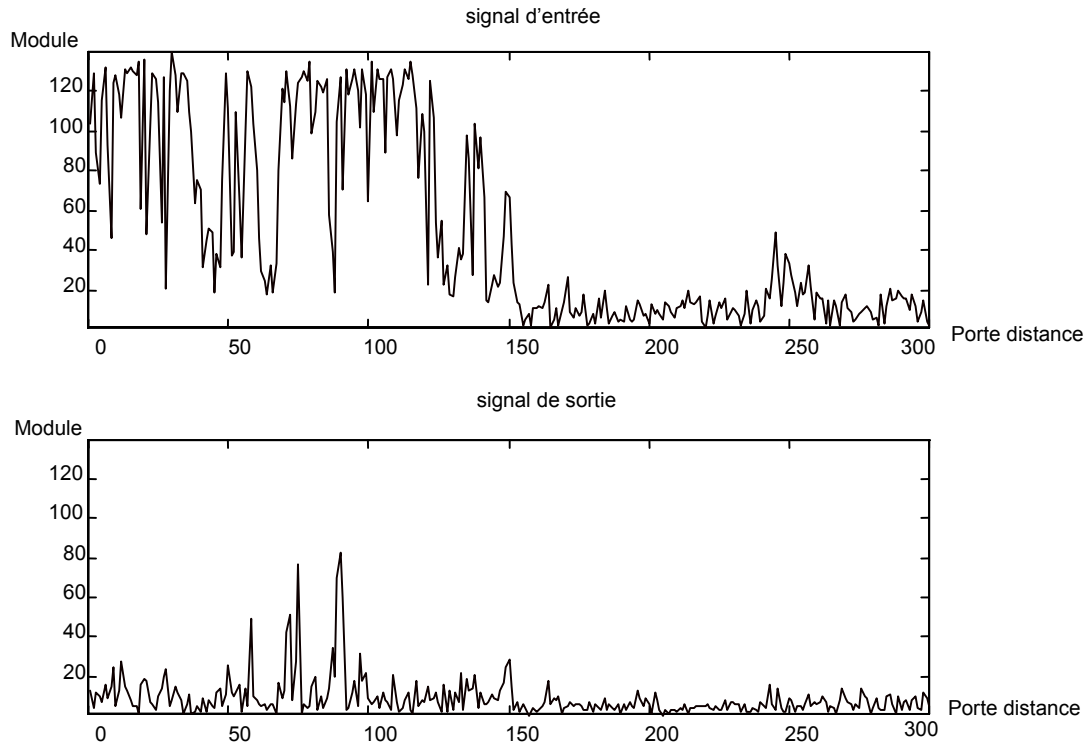


Figure 2.11 filtrage MTI triple annulation

Comparativement au filtre MTI double annulation (figure 2.10), le filtre triple annulation (figure 2.11) permet pratiquement les mêmes constats à l'exception de l'écho résiduel A dont l'amplitude a légèrement diminué approximativement de la valeur 70 vers la valeur 50 et le voisinage de la 250^{ème} porte distance où la qualité de filtrage du fouillis est améliorée.

2.6.3.1. Performances de filtrage

Les performances d'un système MTI sont évaluées à partir du facteur d'amélioration I_c donné par l'expression (2.11). Ce facteur est composé par le produit de deux termes à savoir $\bar{C}$ est $\bar{G}$, le premier terme représente le facteur d'annulation, qui est donné par l'expression [4] :

$$\bar{C} = \frac{\int_0^{1/T} S(f) df}{\int_0^{1/T} S(f) |H(f)|^2 df} \quad (2.20)$$

ou $S(f)$ représente la densité spectrale de puissance du fouillis à l'entrée du filtre.

Le gain du filtre $\bar{G}$ est donné par l'expression (2.11), la table 2.3 donne les valeurs du gain $\bar{G}$ pour les deux types de filtres MTI à savoir le double et le triple annulation.

n	Poids binomiaux	$\overline{G} = \sum_{i=0}^{n-1} w_i^2$
3	1, -2, 1	6
4	1, -3, 3, 1	20

Table 2.3 valeurs des gains des filtres MTI double et triple annulation

Le calcul du facteur d'annulation est déterminé comme suit :

- Calcul du rapport puissance de l'échantillon du fouillis à l'entrée **Pe** sur la puissance de l'échantillon à la sortie **Ps** pour une porte distance de position *i*.

$$C_j^i = \frac{Pe_j^i}{Ps_j^i} \quad (2.21)$$

- Calcul de la valeur moyenne de ce rapport sur un nombre de coups au but de 10 (redondances de l'information sur une même porte distance pendant 10 récurrences).

$$C^i = \frac{1}{10} \sum_{j=1}^{10} C_j^i \quad (2.22)$$

- Calcul du facteur d'annulation moyen pour les 150 premières portes distances, caractérisées par une prépondérance du fouillis de sol.

$$\overline{C} = \frac{1}{150} \sum_{i=1}^{150} C^i \quad (2.23)$$

Nous donnons l'expression du facteur d'amélioration I_c en dB selon la relation (2.11).

$$I_c = 10 \log \overline{CG} \quad (2.24)$$

La table 2.4 donne les valeurs du facteur d'amélioration selon les étapes ci-dessous pour les filtres MTI double et triple annulation.

Filtre	Nombre de porte distance	Nombre de récurrences intégrées	Facteur d'amélioration moyen I_c (dB)
Double annulation	150	10	$\cong 16\text{dB}$
Triple annulation	150	10	$\cong 21\text{ dB}$

Table 2.4

2.6.4. Conclusion

Nous constatons dans la figure 2.9, que les 150 premières portes de distance du signal d'entrée représentent une domination du fouillis de sol, comme cité dans l'introduction de ce chapitre, l'application du filtre MTI double annulation a permis de réduire considérablement l'amplitude des échos de fouillis en sortie du filtre notamment les 150 premières portes de distance et au voisinage de la 250^{ème} porte, ceci comparativement avec l'entrée du filtre, néanmoins, il persiste des échos de fouillis résiduels (A,B,C) dont les amplitudes sont inférieures à ceux de l'entrée du filtre.

Comparativement au filtre MTI double annulation (figure 2.10), le filtre triple annulation (figure 2.11) permet pratiquement les mêmes constats à l'exception de l'écho résiduel A dont l'amplitude a légèrement diminué approximativement de la valeur 70 vers la valeur 50 et le voisinage de la 250^{ème} porte distance où la qualité de filtrage est améliorée.

L'utilisation de filtre MTI d'ordres supérieurs permet de limiter les composantes de fouillis qui se situent à l'intérieur de la bande passante du filtre. L'augmentation de l'ordre du filtre implique d'une part une perte de l'information des cibles animées de faible doppler et d'autre part accroît le temps de calcul, imposé par la contrainte de temps réel, qui est dictée par les paramètres du signal informationnel.

Les performances inhérentes demeurent limitées dans la mesure où les coefficients du filtre MTI sont déterminés au préalable, ce qui limite les performances de filtrage si les conditions prévues diffèrent sensiblement des conditions réelles.

CHAPITRE 3

Processeur de signal numérique

3.1. Les processeurs de traitement de signal DSP

3.1.1. Introduction

Les signaux perçus sont de nature analogique. Cependant l'exploitation de ces informations dans un environnement à base d'ordinateurs doit s'effectuer numériquement. D'autre part les technologies nouvelles tendent à utiliser généralement les circuits intégrés numériques au lieu de circuits analogiques.

L'avantage de l'aspect numérique comparativement à l'analogique est que le bruit pour ce dernier est un problème conséquent dont la résorption s'avère fastidieuse dans la plupart des cas. La solution numérique nécessite la conversion du signal informationnel de l'analogique vers le numérique afin de permettre la mise en œuvre de méthodes qui permettent d'éliminer ou limiter l'influence du bruit sur l'information utile.

La figure 3.1 décrit un certain nombre d'opérations subies par le signal analogique après conversion en numérique.

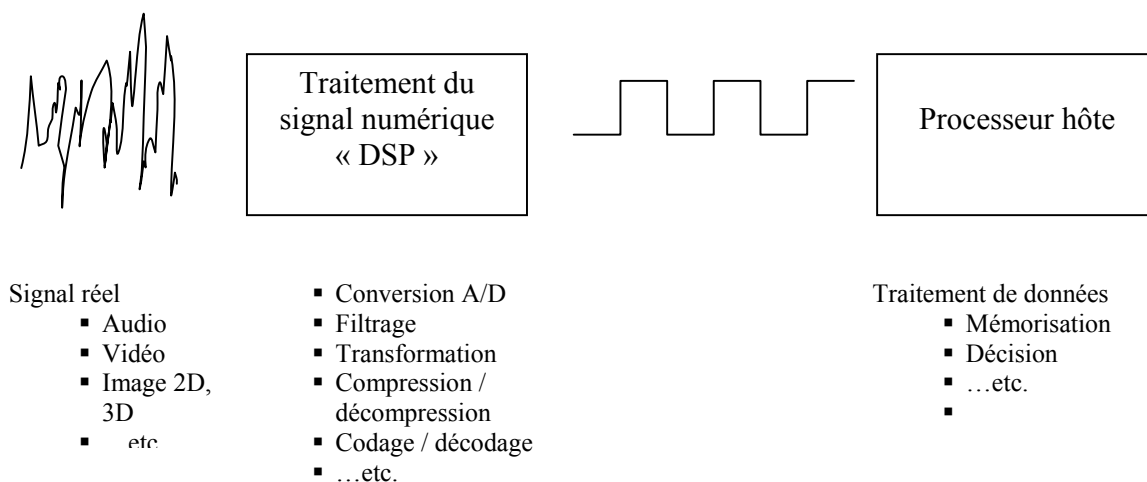


Figure 3.1 Principales opérations subies par une information d'entrée analogique

L'utilisation de ces techniques numériques a nettement pris le pas sur les techniques analogiques dans de nombreux domaines parmi lesquels nous citons :

- Le traitement du signal ;
- Les télécommunications ;
- Le traitement de la parole ;
- Le radar ;

- Les applications médicales ;
- La commande ;

L'apparition des microprocesseurs standards, suivis des microcontrôleurs, puis des DSP (Digital Signal Processor), microprocesseurs dédiés au **traitement du signal**, a rapidement assuré l'avantage des solutions programmées sur les solutions câblées. Ces techniques présentent de nombreuses caractéristiques intéressantes parmi lesquelles :

- Une reproductibilité des traitements facilitant les tests ;
- Réalisation de fonctions n'ayant pas, ou du moins très difficilement, d'équivalent analogique ;
- Une facilité de modification des algorithmes et/ou des paramètres que ceux ci nécessitent ;
- Existence d'outils de simulation ;

Un système de traitement numérique du signal peut être représenté de façon pratique par la figure 3.2.

Les opérations standards de traitement de signal, telles que présentées par la figure 3.1 sont réalisées selon les caractéristiques fréquentielles du phénomène étudié et la charge de calcul à mettre en œuvre à l'aide de :

- Une architecture spécialisée mise en œuvre par des circuits dédiés ;
- Un processeur classique ou un microcontrôleur, qui offre l'avantage de bénéficier de solutions matérielles et surtout logicielles ;
- Un microprocesseur de traitement numérique de signal rattaché ou non à processeur hôte, ce dernier doit, si nécessaire, charger le programme de traitement et les paramètres de traitement et éventuellement faire les acquisitions et restitutions de données.

Les implantations de ces différentes solutions peuvent prendre de nombreuses formes : circuits intégrés dotés d'un cœur de DSP, sur cartes enfichables dans un ordinateur hôte ou connectées à travers une liaison série ou parallèle, à un processeur, PC ou station de travail.

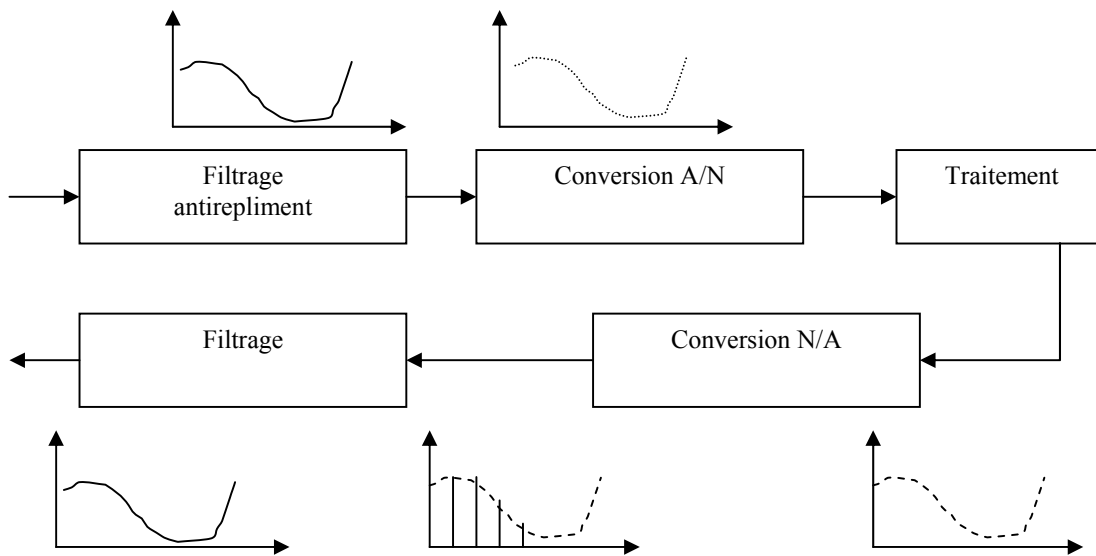


Figure 3.2 Schéma de principe d'un traitement numérique

3.2. Architectures des processeurs de traitement de signal DSP

Les besoins en performances et en rapidité ont rendu les structures de microprocesseurs classiques obsolètes, qui sont basées sur une architecture dite architecture de *Von Neuman*. Ceci a conduit les fabricants à s'orienter vers une nouvelle architecture appelée architecture de *Harvard* à bus séparés [17,18]. Cette vision a conduit vers la naissance des DSP [18], ce qui a permis de mettre en œuvre sur cette base des architectures diversifiées et très complexes durant ces dernières années, qui s'inspire de l'architecture de Harvard.

Tout au long de la description de l'architecture d'un processeur de signal, nous allons nous concentrer seulement sur les ressources utilisées par l'application d'implémentation du filtre MTI, afin que les informations présentées soient en rapport direct avec les ressources du processeur utilisées pour la mise en œuvre de notre l'application en question.

Les processeurs de signal comportent plusieurs modules fondamentaux, remplissant les tâches telles que :

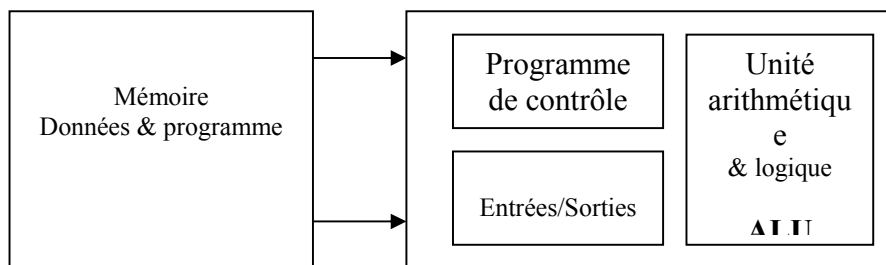
- Opérations mathématiques ;
- Mémorisation des données et les instructions de programme ;
- Conversion analogique/numérique ;

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

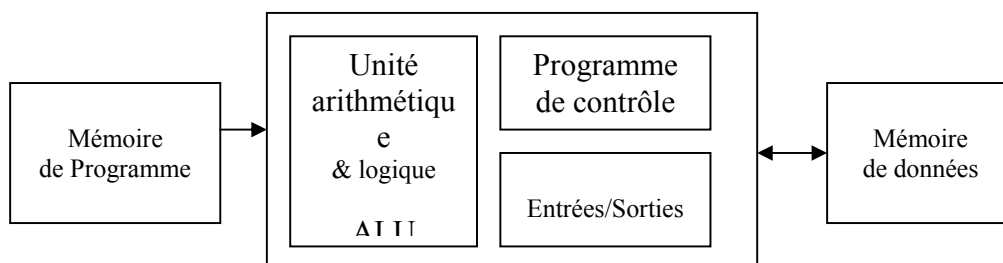
La mémorisation d'un programme transcrit en code machine permet au processeur d'exécuter à chaque cycle d'horloge une instruction précise. Typiquement un processeur de signal lit une instruction de programme et des données à partir de la mémoire, les traite et retourne les données résultantes vers la mémoire.

Cette manière de procéder n'est pas la même pour tous les processeurs de signal. Principalement deux architectures différentes sont identifiées, en l'occurrence l'architecture de *Von Neuman* et l'architecture de *Harvard* (figure 3.3).

Principalement, les applications DSP et les configurations des périphériques et des mémoires dictent le type d'architecture à employer.



a) Architecture de Von Neuman



b) Architecture Harvard

Figure 3.3 Architecture usuelle en processeur de signal DSP

L'architecture de *Von Neuman* était considérée comme standard de développement des ordinateurs durant les 40 années passées, cette architecture est essentiellement très simple. Le programme et les données résident dans le même champ mémoire, ce qui représente un désavantage, car cette architecture permet l'utilisation d'un seul bus partagé entre les

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

données et les adresses mémoire. Par conséquent, en un cycle d'horloge on ne peut accéder qu'au champ mémoire de données ou au champ mémoire de programme, sachant que la manipulation rapide des données est capitale.

L'accès aux champs mémoires, de données et de programme en un seul cycle d'horloge est toujours souhaitable.

L'architecture *Harvard* [19] sépare le champ mémoire de données du champ mémoire de programme, en disposant deux bus séparés de telle sorte que l'accès à la donnée et l'instruction de programme se produit de manière parallèle en un seul cycle d'horloge, ce qui augmente la vitesse de traitement dans un système disposant d'une telle architecture.

Un système typique de traitement peut être représenté par la figure 3.4.

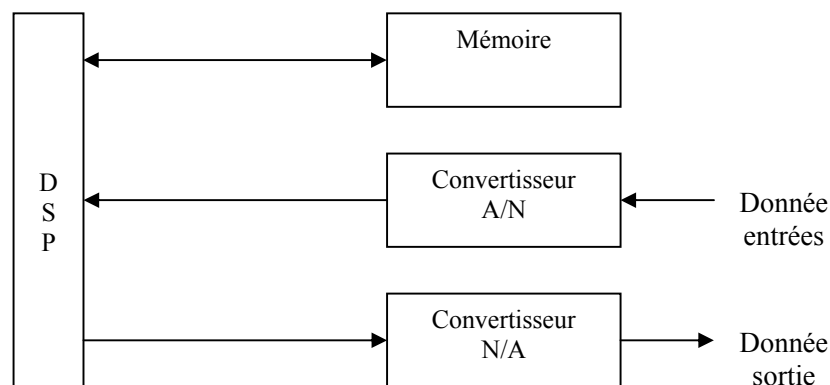


Figure 3.4 représentation typique d'un système de traitement

Parmi les composants caractéristiques de traitement de signal, nous trouvons :

- Un ou plusieurs processeurs de signal pour les opérations mathématiques ;
- Mémoire (interne et externe) pour le stockage des données et des programmes ;
- Des convertisseurs A/N et N/A ;

3.2.1. La structure pipeline

Dans les architectures anciennes, l'exécution des instructions présente un aspect purement séquentiel bien qu'il soit possible d'obtenir un recouvrement dans l'exécution d'instructions successives.

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

La structure pipeline généralise ce concept de recouvrement entre instructions. Les phases d'exécution des instructions dans la limite de traitement sont organisées comme une chaîne montage ; on décompose l'unité de commande chargée de la lecture des instructions, du décodage et de l'exécution, en plusieurs modules fonctionnellement disjoints. Chaque module opère en parallèle avec les autres. On commence ainsi le traitement d'une nouvelle instruction avant que la précédente ne soit terminée, ce qui crée un flot continu en entrée de chaque module.

Si nous considérons une architecture pipeline à quatre étages (cas du processeur TMS320C40 de Texas Instrument), nous avons les phases correspondantes suivantes :

- Lecture de l'instruction (Fetch) et mise à jour du compteur ordinal ;
- Décodage (decode) et calcul de l'adresse de l'opérande ;
- Lecture de l'opérande à partir de la mémoire ;
- Exécution ;

Si nous désignons par :

Cycle mineur : le cycle de base du processeur T.

Cycle majeur : la durée d'une instruction.

CO : le contenu du compteur ordinal.

Nous schématisons les phases suscitées respectivement I_1, I_2, I_3 par la table 3.1:

	T	2T	3T	4T	5T
I_1	<i>Fetch</i> →	<i>decode</i> →	<i>read</i> →	<i>execute</i>	
I_2		<i>fetch</i> →	<i>decode</i> →	<i>read</i> →	<i>execute</i>
I_3			<i>fetch</i> →	<i>decode</i> →	<i>read</i>
CO	N	$N+1$	$N+2$	$N+3$	$N+4$

Table 3.1 description d'un pipeline à quatre phases

3.2.2. Mémoire globale et mémoire locale

La communication entre plusieurs processeurs de signal peut se faire par une ligne série rapide, ou par l'intermédiaire de mémoire partagée ou globale selon la terminologie utilisée par le constructeur Texas Instruments. Pour ce constructeur, la mémoire globale fait partie de la mémoire externe que le processeur est en mesure d'adresser. Elle apparaît comme

fonctionnellement en parallèle avec la mémoire locale. Un registre de configuration (CREG) permet de définir la taille de la mémoire locale et globale à laquelle on veut accéder.

Lorsque le contenu de registre est nul, la mémoire globale est transparente au processeur DSP, sinon l'espace mémoire est partagé entre la mémoire globale et la mémoire locale.

Si le processeur veut accéder à une adresse mémoire située dans le champ mémoire globale défini par le registre (CREG), un signal "*demande de bus*" (bus request) est mis en œuvre pour permettre à un processus d'arbitrage d'être activé. Dès que l'accès mémoire est autorisé, il y'a envoi d'un signal "*prêt*" (ready) par le processus d'arbitrage et ainsi le processeur peut accéder à la mémoire globale.

3.2.3. Arithmétique

Les processeurs de traitement de signal ne disposent généralement pas d'unité de calcul flottant pour des questions de performances. Les calculs en virgule flottante, même s'ils sont effectués par une unité spécialisée, sont beaucoup plus lents [11] que les calculs effectués par l'unité arithmétique et logique, donc sur des entiers. L'arithmétique entière virgule fixe doit tenir compte des limites imposées par le système de numérotation. En particulier, les dépassements de capacités devront être évités et la précision des résultats soigneusement conservés en normalisant les signaux traités (dynamique de conversion A/N et N/A), en faite, il y'a deux sources de pertes de précisions sur les données, la première provient des conversions analogiques numériques et la seconde des opérations de multiplication. Cette dernière source d'erreur est la seule dépendante du processeur DSP. En effet le nombre de bits nécessaire pour représenter le produit en précision maximale est égal à la somme des nombres de bits des opérandes. Ecarter l'un des bits dans le résultat entraîne une perte d'information.

3.3. Méthodologie d'implémentation

3.3.1. Introduction

La suppression de fouillis et des réflexions de sources artificielles demeurent un sujet de recherche important, au vu du développement des circuits digitaux à de très haut taux d'intégration et grande vitesse [15]. Ceci implique une évaluation continue des performances de filtrage, en tenant compte des compromis entre les performances envisagées et les contraintes temps du signal traité.

Nous allons développer dans cette partie la méthodologie d'implémentation du filtre MTI sur un processeur de traitement du signal de la famille *Texas Instruments*, en l'occurrence le TMS320C40.

Au préalable nous présentons un descriptif du processeur, puis tout au long de ce chapitre nous accentuons notre étude sur les principales ressources utilisées lors de l'implémentation ; enfin nous situons le processeur dans la chaîne de traitement afin de mettre en évidence les fonctions remplies autour du processeur et la prise en charge des informations qui en découlent par le processeur lui-même.

Ces fonctions consistent en l'opération de conversion analogique/numérique des voies en phase et en quadrature, la pagination de la mémoire, la mise en œuvre du coprocesseur DMA et les opérations de calcul qu'effectue l'unité centrale de traitement CPU selon l'algorithme de traitement.

L'implémentation de l'algorithme est liée à la structure de filtre qui détermine la séquence optimale des opérations (addition, soustraction, décalage, lecture...etc.) supportées par le processeur, qui donne la meilleure performance du point de vue contrainte temps réel.

L'algorithme implémenté consiste à mettre en œuvre deux filtres MTI double annulation à coefficients binomiaux selon la figure 2.7 aux composantes en phase et en quadrature conformément à la figure 1.11 avec n est égale à 2.

Du point de vue software l'algorithme est implémenté en langage assembleur, en utilisant les instructions pour un format de données en *virgule fixe*, ceci se trouve justifié par le fait que les coefficients du filtre sont binomiaux et que les opérations arithmétiques sont des additions, des soustractions, des décalages à droite pour la division et des décalages à gauche pour la multiplication.

3.3.2. Algorithme de traitement

L'algorithme implémenté représente l'expression de la réponse impulsionnelle du filtre soustracteur, donnée par :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{n-1} w_k \delta(t-kT) \quad (3.1)$$

avec

n : le nombre d'impulsions traitées.

w_k : les poids binomiaux du filtre.

δ : l'impulsion de Dirac.

T : la période de récurrence radar.

Les poids binomiaux du filtre sont donnés par :

$$w_k = (-1)^k \binom{n}{k} = \frac{(-1)^k n!}{k!(n-k)!} \quad (3.2)$$

Si nous considérons la composante en phase I_t et la composante en quadrature Q_t figure 1.4, les expressions des signaux de sortie respectifs X_o et Y_o s'écrivent sous la forme :

$$X_o = X_I * h(t) = \sum_{k=0}^{n-1} w_k X_I(t-kT) \quad (3.3)$$

et

$$Y_o = X_Q * h(t) = \sum_{k=0}^{n-1} w_k X_Q(t-kT) \quad (3.4)$$

Le module du signal de sortie complexe est donné par :

$$r(t) = \sqrt{X_o^2(t) + Y_o^2(t)} \quad (3.5)$$

Pour calculer ce module nous utilisons l'approximation [12] de sorte que :

$$r(t) = \begin{cases} |X_o(t)| + \frac{1}{2} |Y_o(t)| & \text{si } |X_o(t)| \geq |Y_o(t)| \\ |Y_o(t)| + \frac{1}{2} |X_o(t)| & \text{si } |Y_o(t)| > |X_o(t)| \end{cases} \quad (3.6)$$

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

Les coefficients du filtre MTI double annulation les poids binomiaux, sont présentés à la table n° 3.2.

k	0	1	2
w _k	1	-2	1

Table 3.2 Poids binomiaux du filtre double annulation

Les équations (3.3) et (3.4) prennent respectivement les expressions suivantes :

$$X_o(t) = X_I(t) - 2X_I(t-T) + X_I(t-2T) \quad (3.7)$$

$$Y_o(t) = X_o(t) - 2X_o(t-T) + X_o(t-2T) \quad (3.8)$$

Pour des commodités d'implémentation nous transformons les équations (3.7) et (3.8) de la manière suivante :

$$X_o(t) = [X_I(t) - X_I(t-T)] + [X_I(t-2T) - X_I(t-T)] \quad (3.9)$$

$$Y_o(t) = [X_o(t) - X_o(t-T)] + [X_o(t-2T) - X_o(t-T)] \quad (3.10)$$

Ainsi l'algorithme d'implémentation prend la forme suivante :

$$\begin{cases} X_o(t) = [X_I(t) - X_I(t-T)] + [X_I(t-2T) - X_I(t-T)] \\ Y_o(t) = [X_o(t) - X_o(t-T)] + [X_o(t-2T) - X_o(t-T)] \\ r(t) = \begin{cases} |X_o(t)| + \frac{1}{2}|Y_o(t)| & \text{si } |X_o(t)| \geq |Y_o(t)| \\ |Y_o(t)| + \frac{1}{2}|X_o(t)| & \text{si } |X_o(t)| < |Y_o(t)| \end{cases} \end{cases} \quad (3.11)$$

Le nombre d'opérations machine élémentaires, qui en découlent selon l'algorithme présenté par l'expression (3.11) est donné dans la table 3.3.

Opération	Composante en phase I_t	Composante en quadrature Q_t	Module
Lecture	02	02	--
Stockage	02	02	01
Addition	01	01	01
Soustraction	02	02	--
Division	--	--	01
Valeur absolue	--	--	02
Comparaison	--	--	01
Branchement	--	--	01

Table 3.3 Description des opérations machine

Pour mettre en œuvre l'algorithme de filtrage, nous donnons l'organigramme ci-dessous, qui illustre la séquence des opérations relatives à un échantillon de rang i , ceci sur un temps de traitement ΔT .

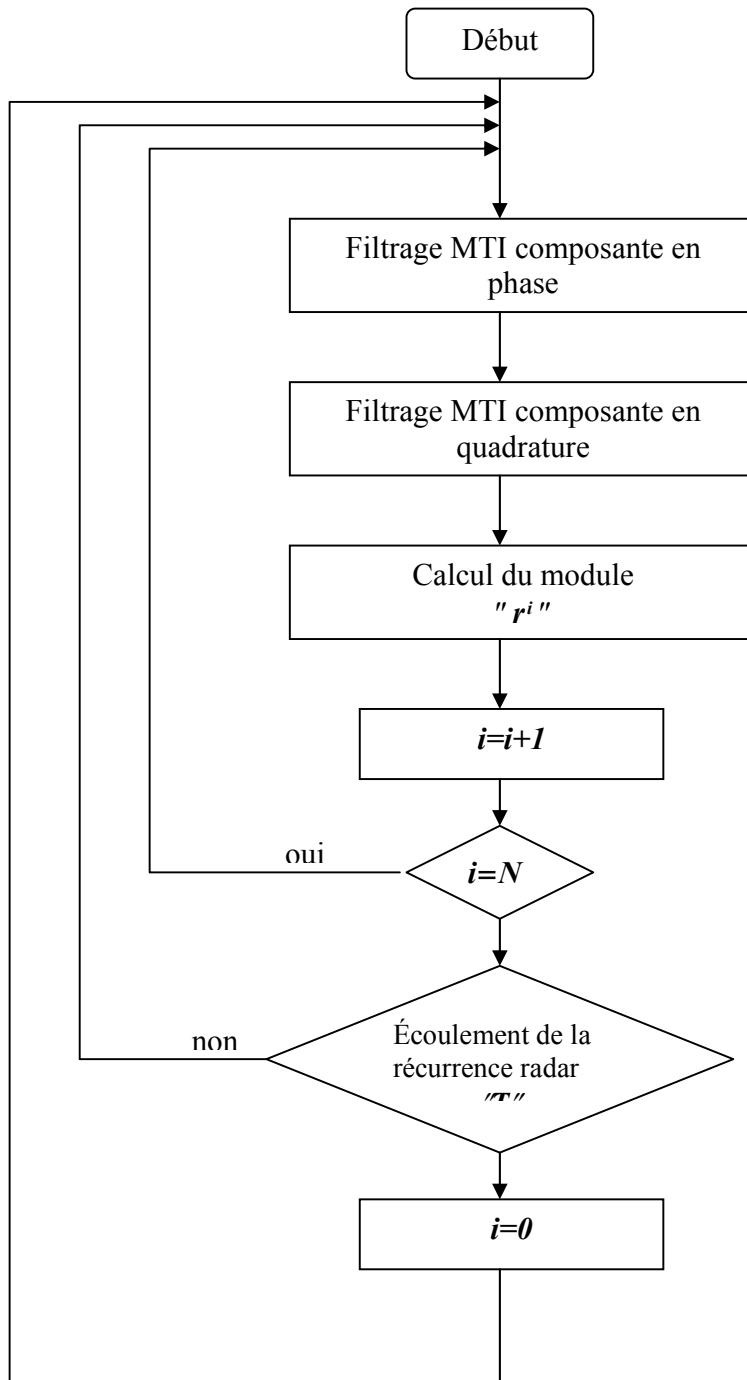


Figure 3.5 Organigramme d'implémentation du filtre MTI

3.3.3. Le processeur de traitement de signal "TMS320C40"[14]

Le processeur de traitement de signal *DSP* "TMS320C40" de la famille *Texas Instruments* présente une conception d'interface assez performante, dans le sens où elle offre un large éventail d'applications d'implémentation. Les capacités de ses deux bus externes dits local et global ainsi que son coprocesseur DMA permettent une interface parallèle de 32 bits, ses ports de communication permettent une interface logique dite "*glue logic*" qui est utilisée lors de l'adjonction de processeurs C40 (abréviation du TMS320C40), d'interfaces d'interruption et ports de communication. Ainsi, pour le processeur C40 l'interfaçage avec une multitude de périphérique peut être envisagé.

Pour donner un aperçu sur les ressources d'un tel processeur nous présentons le schéma suivant :

Notre description du processeur C40 est axée vers les principales composantes utilisées lors de l'implémentation à savoir :

- L'unité centrale de traitement (CPU).
- L'organisation du champ mémoire.
- Le coprocesseur DMA.
- Les interruptions.
- Les horloges internes (Timers).

3.3.3.1. L'unité centrale de traitement (CPU)

A. Le multiplieur & l'unité arithmétique et logique (ALU)

L'unité centrale de traitement comprend un multiplieur, qui assure les opérations de multiplication sur des mots entiers de 32 bits et des mots flottants de 40 bits. L'opération de multiplication est effectuée en un seul cycle machine, de sorte que le multiplieur exécute l'instruction multiplication en parallèle avec une opération de l'unité arithmétique et logique (ALU), ceci en un seul cycle machine.

L'unité arithmétique opère sur des données, flottantes de 40 bits, entières de 32 bits et logique de 32 bits en un cycle machine, avec la possibilité de conversion du format entier vers le format flottant et vice versa, en un seul cycle machine aussi, en plus des opérations de décalage sur 32 bits à gauche et à droite en un cycle machine.

B. Le fichier registre primaire

Le fichier de registre primaire du processeur C40 offre 32 registres, qui sont accédés par le CPU, dont 12 registres (R_0 à R_{11}) supportent le stockage et les opérations sur des nombres de 32 bits entiers et de 40 bits flottants. Nous trouvons aussi 8 registres auxiliaires (AR_0 à AR_7) dont la fonction principale est la génération d'adresses de 32 bits, ils peuvent aussi être utilisés comme compteurs de boucles ou tout simplement assumer la fonction de registre de 32 bits, affectés aux opérations de multiplication, arithmétique et logique.

C. Organisation de la mémoire

Le champ mémoire total qu'accède par le C40 et de 4 giga mots de 32 bits, il est à noter que les mémoires interne de type RAM et ROM et la mémoire externe ainsi les registres qui affectent les horloges internes, les ports de communication, et les canaux DMA sont contenus dans ce champ mémoire.

Selon l'état d'une entrée du C40 dite *ROMEN*, la répartition (mapping) du champ mémoire s'organise de la manière suivante :

- $ROMEN=1$

Le champ mémoire délimité par les adresses 0000h-0fffh représente un bloc mémoire interne de type ROM réservé et le champ mémoire délimité par les adresses 00001000h-000ffffh représente un champ réservé.

- $ROMEN=0$

Le bloc de mémoire interne de type ROM est accessible et l'espace mémoire qui lui est alloué devient accessible par le bus local du C40.

Nous notons que l'espace mémoire dont l'adresse du début est 10000h n'est pas affecté par l'état de l'entrée *ROMEN*.

Nous résumons la description la répartition du champ mémoire total selon les champs d'adresses suivantes :

- ✓ 0000 0000h-000f ffffh : peut faire partie du champ mémoire local ou un bloc mémoire interne de type ROM selon l'état de l'entrée *ROMEN*.
- ✓ 0010 0000h-0010 00ffh : espace mémoire alloué au périphérique internes (coprocesseur DMA, ports de communication, horloge interne, ...etc.).
- ✓ 0010 0100h-001f ffffh : espace mémoire réservé.
- ✓ 0020 0000h-002f f7ffh : espace mémoire réservé.
- ✓ 002f f800h-002f fbfffh : Bloc mémoire interne de type RAM de 1k.32 bits (bloc 0).

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

- ✓ 002f fc00h-002f ffffh: Bloc mémoire interne de type RAM de 1k.32 bits (bloc 1).
- ✓ 0030 0000h-07fff ffffh : bloc mémoire externe dit local.
- ✓ 08000 0000h-0ffff ffffh espace mémoire externe dit global.

Pour mettre en œuvre n'importe quelle application, utilisant le processeur C40, nous devons configurer la répartition (mapping) de la mémoire, c'est à dire la définition de la position et la taille de la mémoire globale et la mémoire locale, ainsi que l'adoption d'éventuels cycles machine d'attente dans le cas ou la mémoire externe n'est pas à accès rapide relativement aux temps de lecture et d'écriture. Cette configuration est portée dans deux registres internes à 32 bits dénommés, *registre de contrôle d'interface de la mémoire globale* (global memory interface control register) et *registre de contrôle d'interface de la mémoire locale* (local memory interface control register).

Notre application n'accède qu'à la mémoire locale, par conséquent notre intérêt porte seulement sur le second registre que nous configurons comme suit (table 3.4):

31	30	29	28	24	23	19	18	14	13	11	10	8	7	6	5	4	3	2	1	0
		STRB SWITCH	STRB ACTIVE	STRB1 PAGE SIZE	STRB0 PAGE SIZE	STRB1 WTCNT	STRB0 WTCNT	STRB1 SWW	STRB0 SWW	AE	DE	CE1	CE0							
0	0	1	10110	10101	10101	000	000	00	00	0	0	0	0							

Table 3.4

Avec

STRB SWITCH = 1 : insertion d'un cycle machine entre des opérations de lecture qui basculent de la page mémoire STRB1 vers la page mémoire STRB0 et vice versa.

STRB ACTIVE =10110 : délimitation des deux pages mémoire de taille 4M mots de 32 bits chacune:

STRB0 à partir des adresses 0x00000000-0x007f ffff.

STRB1 à partir des adresses 0x0080 0000-0x7fff ffff.

STRB1 WTCNT = 000 : aucun cycle d'attente pour l'accès à la mémoire n'est inscrit.

STRB0 WTCNT = 000 : aucun cycle d'attente pour l'accès à la mémoire n'est inscrit.

À partir de cette configuration nous attribuons champs mémoires suivants :

0x300000-0x0037ffff→ RAM de travail.

0x00820000→ location mémoire allouée au deux convertisseurs A/N.

nous notons que dans le cas ou nous opérons avec l'interface de la mémoire locale, les signaux STRB sont précédés par lettre L pour donner la notation LSTRB.

3.3.3.2. Les interruptions

Le processeur C40 permet une multitude de signaux d'interruptions de type internes et externes. Notre intérêt porte seulement sur le dernier type dont le nombre est de quatre signaux qui sont supportés par quatre lignes indépendantes notées *IIOF* et indicées de *IIOF0* à *IIOF3*. Ces lignes d'interruptions sont validées par le biais d'un registre, noté *IIE* (CPU internal interrupt enable register). Ces signaux d'interruption sont échantillonnés et synchronisés de manière transparente. Chaque signal d'interruption valide un drapeau dédié au niveau d'un registre noté *IIF* (interrupt flag register).

Ces signaux d'interruption obéissent à un protocole de priorité, c'est à dire une hiérarchisation lors de l'exécution des routines d'interruptions. L'ordre de priorité est dans le sens *IIOF0*→*IIOF1*→*IIOF2*→*IIOF3*. Ces interruptions sont exécutées selon leurs niveaux, "haut ou bas" et par leur front "montant ou descendant", ceci selon la configuration du registre *IIF*.

Parmi ces quatre lignes d'interruptions, nous considérons que l'interruption à haute priorité c'est à dire *IIOF0* pour être attribuée au signal de récurrence radar *T*.

3.3.3.3. Le coprocesseur DMA

Le coprocesseur DMA comporte six canaux DMA, qui assurent les fonctions de transfert et d'acquisition des données de n'importe quelle partie de la mémoire accédée par le processeur.

Le coprocesseur DMA peut opérer continuellement sans aucune intervention et réinitialise ses registres de contrôle par le stockage de la configuration de son mode opératoire en mémoire indépendamment du CPU.

Le coprocesseur DMA permet des performances appréciables et une flexibilité du processeur. Nous caractérisons ce coprocesseur par les principales possibilités offertes et utilisées lors de l'implémentation à savoir :

- ✓ Transfert de "mémoire à mémoire" sous un mode appelé *mode unifié*.
- ✓ Opération de transfert concurrente à la même cadence du coprocesseur DMA et du CPU (utilisation des adresses et des bus de données séparés).
- ✓ Les adresses des sources et les adresses de destination de données sont contenues dans des registres séparés.

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

- ✓ Manipulation de l'acquisition et du transfert de blocs de données, permise par l'utilisation d'indexe (incrément) avec les adresses, source et destination.
- ✓ Synchronisation de l'acquisition et du transfert de données.

Nous caractérisons un canal DMA dans le cas d'un transfert à partir d'une allocation mémoire vers une autre allocation mémoire (figure 3.6) par :

- ✓ Le registre d'adresse source.
- ✓ Le registre destination.
- ✓ Le compteur de transfert.
- ✓ L'indexe du registre d'adresse source et l'indexe du registre d'adresse destination qui peuvent être mis à zéro dans le cas de transfert d'une seule donnée ou à 1 quand nous transférons un bloc de données dont la taille est contenue dans le compteur de transfert.

Adresse mémoire	Registre du canal DMA X
010 00z0h	Registre de contrôle
010 00z1h	Adresse source
010 00z2h	Indexe d'adresse source
010 00z3h	Compteur de transfert
010 00z4h	Adresse destination
010 00z5h	Indexe d'adresse destination

Figure. 3.6

Où X représente le numéro du canal z est un nombre hexadécimal, par exemple si z est égale à A. Les adresses mémoires correspondantes donnent les positions mémoires des registres du canal DMA d'ordre 0.

3.3.3.4. L'horloge interne (timer)

Ce module comporte deux compteurs de 32 bits programmables, qui fonctionnent en générant des signaux d'horloge interne de période T_e , qui peuvent être utilisés dans la

conversion A/N par exemple ou en comptant des évènements externes pour interrompre le CPU après un certain nombre d'évènement.

La configuration de cette horloge est inscrite dans des registres, qui comportent le mode opératoire en impulsion ou en horloge et la période du signal généré.

3.4. Présentation de la chaîne de traitement

La chaîne de traitement comporte cinq parties principales à savoir :

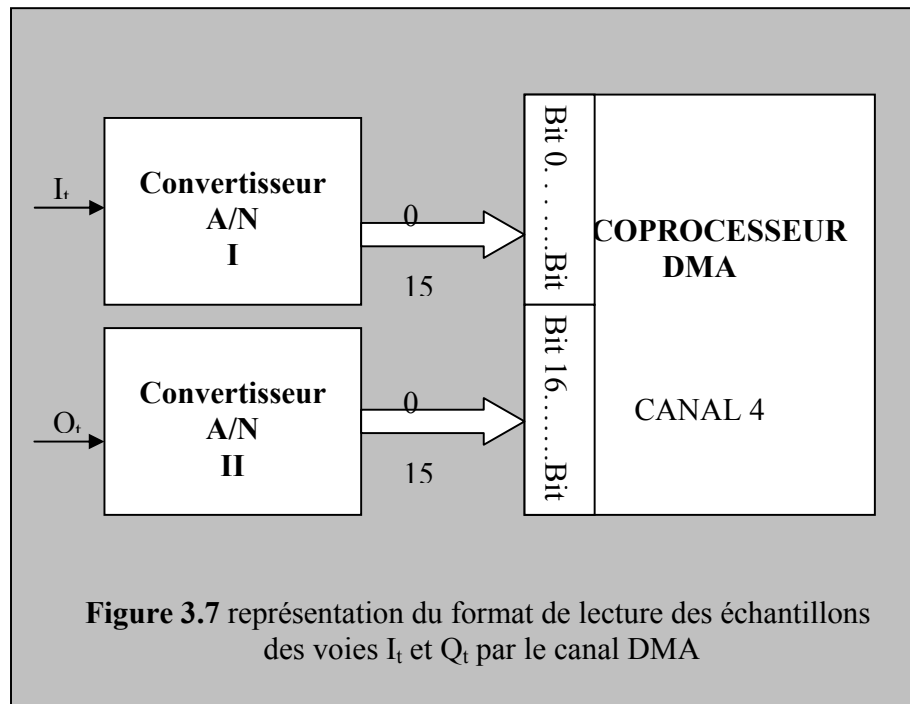
- ✓ La conversion A/N.
- ✓ L'acquisition.
- ✓ La mémoire de travail.
- ✓ Le traitement.
- ✓ Le transfert.

3.4.1. La conversion A/N

Les deux composantes en phase I_t et Q_t subissent une conversion A/N signée et séparée avec une résolution de 12 bits [16]. Les échantillons des voies en phase et en quadrature sont codés sur des mots binaires séparés de 16 bits pour chaque voie, ceci après propagation du bit de signe sur les bits 13 à 15. Le signal d'horloge qui aiguille l'opération de conversion A/N (voir annexe) est délivré par l'une des deux horloges internes (timers) du processeur C40 à savoir le timer0.

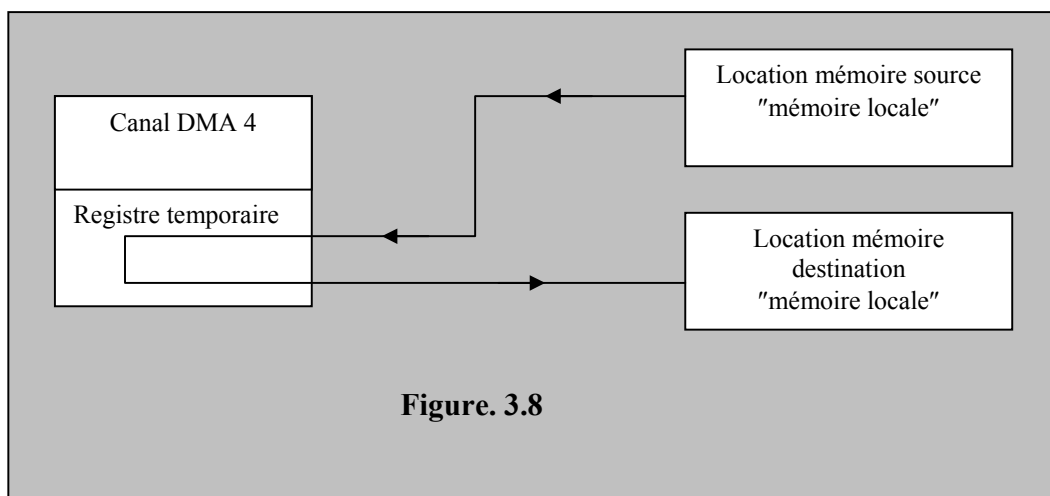
3.4.2. L'acquisition

L'opération consiste à lire les échantillons des deux voies en phase et en quadrature par le biais du canal DMA 4 selon le format spécifié dans lequel les données numériques relatives aux échantillons de la voie en phase et la voie en quadrature sont groupées pour constituer un mot de 32 bits (figure 3.7), où les 16 bits les plus significatifs représentent la donnée de la voie en phase et les 16 bits les moins significatifs sont ceux de la voie en quadrature, il est à noter que ce choix dans l'organisation des mots de données de 16 bits peut être inversée dans la mesure où le langage assembleur dispose d'instructions "*lh1 et lh0*" de lecture de données de taille 16 bits présentant respectivement les notions de mot "plus significatif" et "moins significatif".



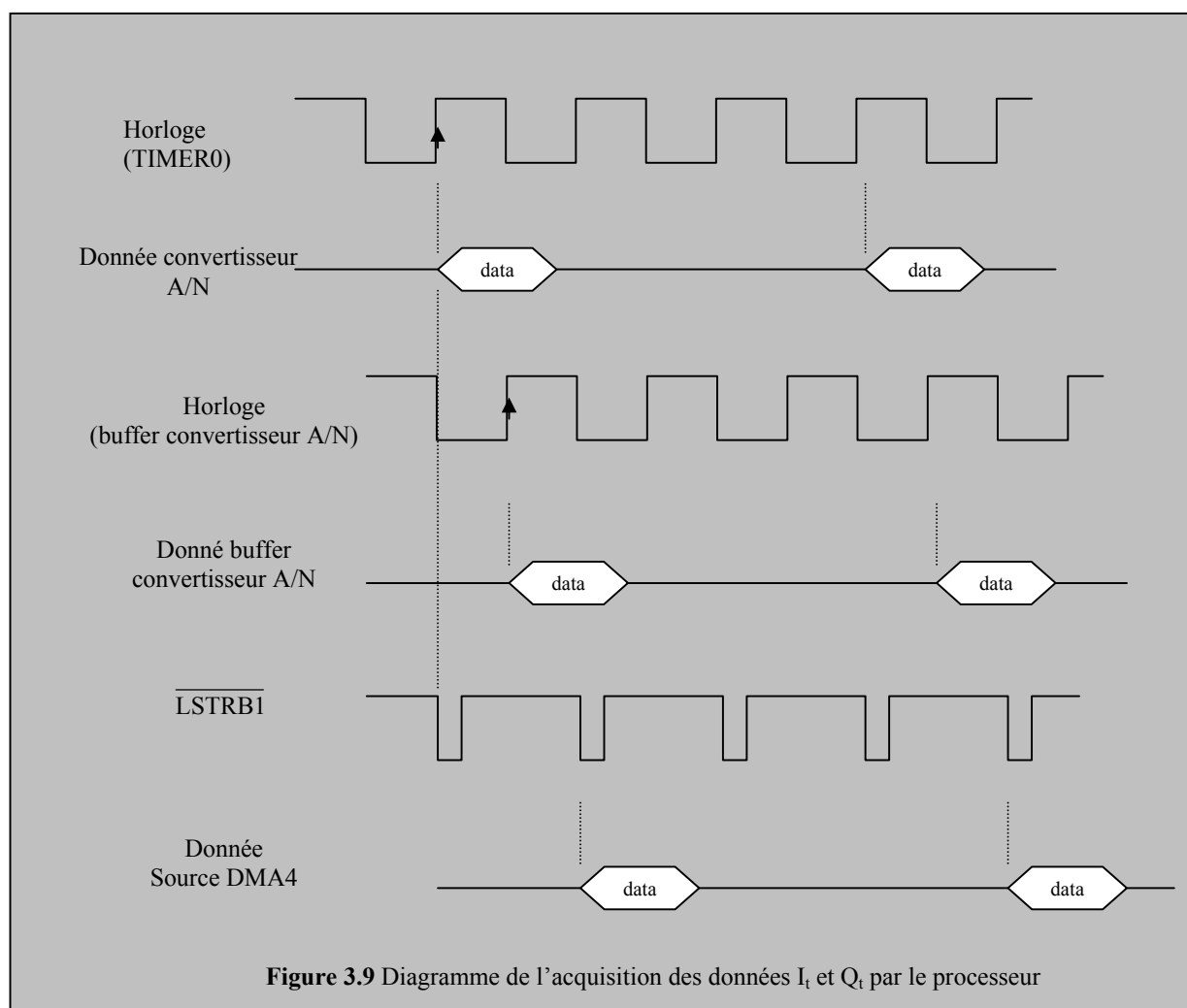
Pour mettre en œuvre l'opération d'acquisition par le biais d'un canal du coprocesseur DMA, nous devons porter un choix sur le mode opératoire de ce canal qui se caractérise par :

1. un mode de travail dit *mode unifié* qui se caractérise par le transefert des données numériques brutes des voies, en phase I_t et en quadrature Q_t figure 3.8 dans un registre temporaire à partir d'une location mémoire source externe, qui allouée au données des deux convertisseurs A/N vers une location mémoire de destination (buffer de travail), appartenant à la mémoire locale.



2. L'opération d'aiguillage du transfert des données des deux convertisseurs A/N vers le canal DMA 4 se traduit par une synchronisation par la source, c'est à dire que le transfert des données numérique vers la location mémoire qui est indiquée par l'adresse source du canal DMA4 s'établit à la cadence du signal d'interruption de synchronisation délivré par le timer0 et se valide par le signal interne LSTRB1 (active au niveau bas) dont la période est celle du signal d'horloge délivré par le timer0 conformément au diagramme temporel de la figure 3.9.
3. L'arbitrage entre le coprocesseur DMA et le CPU définit la priorité d'accès, si une même ressource du processeur par exemple le bus local est sollicité. Afin de parer au contrainte d'écrasement de données acquises, la priorité d'accès au bus est donnée au canal DMA4.
4. À chaque fin de l'opération de transfert de donnée, le compteur de transfert passe à la valeur 0 et envoi au CPU une interruption de contrôle, qui est validée par la mise à 1 du bit TCC du registre de contrôle du canal DMA4.

Ainsi les quatre points suscités caractérisent principalement la configuration du registre de contrôle dont le mot de commande est défini comme du canal DMA4 est "640047h" selon la configuration reportée dans la table 3.5.



31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18
XX	PRIORIT Y MODE	AUX STATUS		STATUS		AUX START		START		AUX TCINT FLAG	TCINT FLAG	AUX TCC	TCC
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1

17	16	15	14	13	12	11	10
COM PORTS			SPLIT MODE	WRITE BIT REV	READ BIT REV	AUX AUTOINT SYNCH	AUTOINT SYNCH
0	0	0	0	0	0	0	0

9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
AUX AUTOINT STATIC	AUTOINT STATIC	SYNCH MODE		AUX TRANSFER MODE		TRANSFER MODE		DMA PRI	
0	0	0	1	0	0	0	1	1	1

Table 3.5

- Validation de l'interruption de synchronisation DMA4 par le TIMER0 dans le registre DIE (DMA coprocessor interrupt register)

3.5. Implémentation de l'algorithme du filtre MTI double annulation

L'étude d'implémentation de l'algorithme du filtre MTI selon l'organigramme de la figure 3.5 permet de déterminer que le nombre de cycles machine requis pour le traitement d'échantillon est de 36 cycles d'où un temps de traitement donné par :

$$\Delta T = m * t_{\text{cycle}} \quad (3.12)$$

avec :

m : le nombre de cycles machine requis par échantillon.

t_{cycle} : la période d'un cycle machine (40 ns pour le processeur considéré).

Par conséquent le temps de calcul par échantillon est de $1.44 \mu\text{s}$ [12] . À partir de cette valeur du temps de traitement, nous en déduisons que l'utilisation d'un tel processeur pour un filtrage MTI selon l'algorithme donné par l'expression (3.11) satisfait la contrainte de temps réel dans le cas d'un signal radar échantillonné à une période $T_e \geq 1.44 \mu\text{s}$. Ceci laisse envisager deux éventualités d'implémentation dictées par la contrainte de la période d'échantillonnage.

3.5.1. Implémentation par traitement en série (échantillon par échantillon)

L'implémentation série est adoptée pour des signaux des voies en phase I_t et en quadrature Q_t , échantillonnés à une période d'échantillonnage $T_e \geq 1.44 \mu s$. Ce type d'implémentation est caractérisé par :

1. Chargement du compteur de transfert du canal DMA4 par un nombre d'échantillons qui est égale à 1.
2. Utilisation de l'interruption envoyée par le canal DMA4 au CPU à chaque fin de transfert pour débiter le traitement.
3. Envoi de la donnée filtrée vers une interface de sortie à travers le canal DMA2, ayant la même configuration du canal DMA4 à l'exception de l'utilisation d'un signal d'interruption de synchronisation par la destination, c'est à dire que la donnée filtrée est envoyée vers une allocation mémoire de l'interface de sortie, dont l'adresse est contenue dans le registre destination du canal DMA considéré. Il est à noter que la cadence d'envoi des données filtrées est identique à celle des données brutes, en utilisant le même signal d'horloge du TIMER0.
4. Initialisation du traitement qui s'effectue par les signaux suivants :
 - a. Le signal de la récurrence radar permet le contrôle de la distance zero, ce qui aiguille les opérations de lecture et d'écriture des mémoire de retard T et $2T$ et d'autre part la synchronisation de l'horloge d'échantillonnage en reinitiant le compteur de période du TIMER0.
 - b. Les signaux d'interruption des canaux DMA4 et DMA2 rechargent les registres de contrôle et les compteurs de transfert pour entamer les prochaines opérations d'acquisitions et de transfert.
 - c. Le signal d'horloge du TIMER0 est utilisé pour débiter le traitement du nouveau l'échantillon acquis et transférer l'échantillon filtré vers l'interface de sortie.

3.5.2. Implémentation par traitement en bloc

L'implémentation par traitement en bloc est adoptée dans le cas où nous échantillons avec une période $T_e < 1.44 \mu s$. Cette implémentation est réalisée en tenant compte des points suivants:

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

1. chargement du compteurs de transfert du canal DMA4 par un nombre d'échantillon égale à N, qui est choisi en tenant compte du temps de traitement que requiert la CPU pour achever le traitement du bloc de données. Ceci implique que le nombre optimum N doit être déterminé selon l'inégalité suivante :

$$N * \Delta T + k * T_{cycle} \leq T \quad (3.13)$$

avec k une constante d'initialisation.

2. réorganisation des opérations d'acquisition et de transfert selon le chronogramme temporel de la figure 3.10.

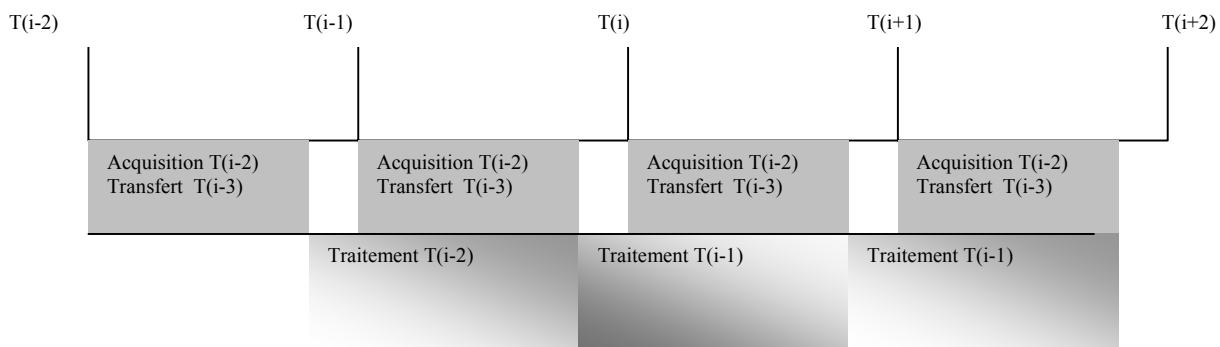


Figure. 3.10 Mode opératoire du processeur pour une implémentation par traitement en bloc

3. Le mode opératoire présenté nécessite une précaution lors de l'acquisition dans la mesure où le canal DMA4 à un instant donné acquiert la récurrence d'ordre i et fournit au CPU les données d'ordre i-1, pour remédier à cette contrainte nous avons adopté la technique du double buffer qui implique l'utilisation alternée de deux buffers lors de l'acquisition, le premier est pour les récurrences de rang pair et le second pour les récurrences de rang impair, qu'on organise selon diagramme de la figure 3.11.

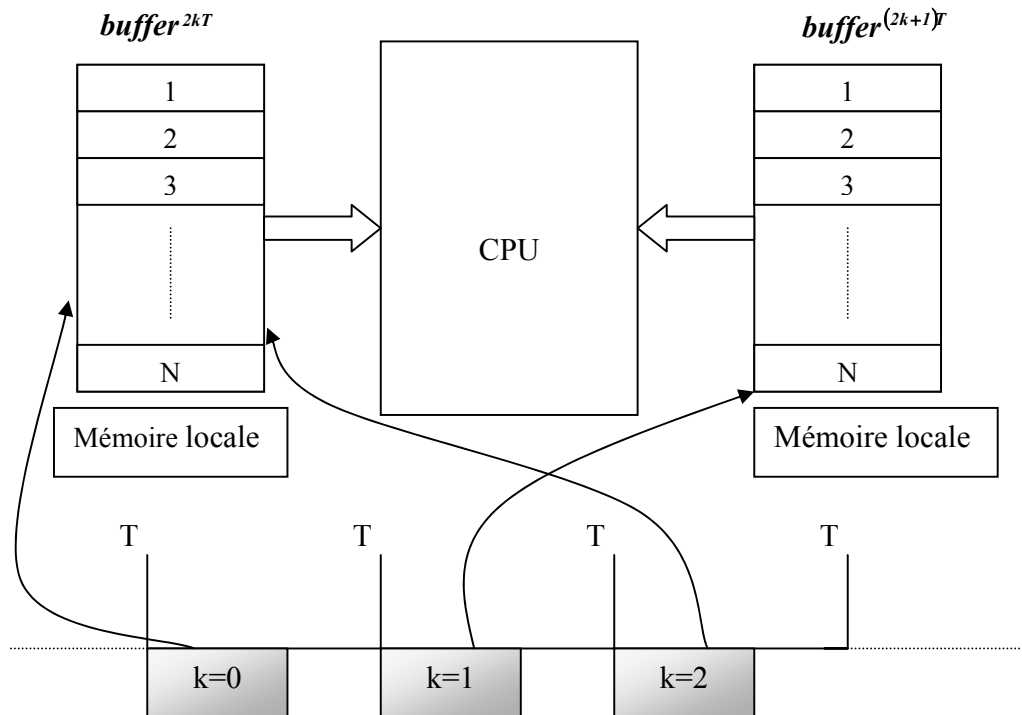


Figure 3.11 technique du double buffer

Ce procédé nécessite certaines actions lors de l'implémentation à savoir :

- L'acquisition de N échantillons pendant une fraction αT ($\alpha < 1$) de la durée de la récurrence radar courante.
- Début de traitement à l'instant $(1-\alpha)T$, qui est indiqué par l'interruption de fin d'acquisition du DMA4.
- Synchronisation du transfert des données filtrées avec le début de la récurrence radar suivante.
- Chargement des mots de commande des registres de contrôle des canaux DMA4 et DMA2 à chaque début de la récurrence radar.
- Chargement alterné à chaque passage par zéro du compteur de transfert du canal DMA4 des adresses de début des mémoires, $buffer^{2kT}$ et $buffer^{(2k+1)T}$ dans le registre d'adresse source du DMA4.
- Cette option d'implémentation induit un retard d'une récurrence dans la mesure où les données reçues pendant la récurrence actuelle sont transférées pendant la récurrence suivante, ceci ne limite pas les performances de détection dans la

mesure l'information radar est caractérisée par un paramètre de redondance sur plusieurs récurrences, appelé le nombre de coups au but, qui est pratiquement supérieur à 1.

3.5.3. Aspect logiciel de l'implémentation

Le programme du filtre MTI est implémenté en langage assembleur (annexe D) propre au processeur C40 et transcrit dans un fichier d'extension *.asm*. Ce programme comporte quatre parties principales à savoir :

1. Une routine de soustraction des deux composantes en phase et en quadrature, que nous caractérisons dans le cas de la composante en phase par les instructions en assembleur suivantes.

ldi	*AR1++(0),R1	;chargement retardé de T "Ech(T) " dans R1
subi3	*AR1++(0),*AR2++(0),R3	;Ech(2T)-Ech(T)
sti	R1,*AR2++(1)	;stockage Ech(T) dans mémoire retard 2T
lh0	*AR0++(0),R2	;chargement Ech(direct)
subi3	*AR1++(0),R2,R1	;Ech(direct)-Ech(T)
addi	R3,R1	;Ech(direct)-2Ech(T)+Ech(2T)
sti	R2,*AR1++(1)	;stockage de Ech(direct) dans mémoire retard T

Figure 3.12 Routine de soustraction de la composante en phase

2. Une routine d'interruption de la récurrence radar T.

```
PRINT:
    push  ST
    push  AR0
    push  R10
    ldi   @TIMER0CTRL,AR0
    ldi   @TIMERPER0,R10
    sti   R10,*+AR7(40)      ;initialisation du registre de période
    ldi   @TIMERFUNC0,R10
    sti   R10,*+AR7(32)      ;chargement du mot de commande dans le registre de contrôle
    ldi   @DMA2ADR,AR0
    ldi   @DMAFUNC2,R10
    sti   R10,*AR0           ;chargement du mot de commande du canal DMA2
    ldi   @DMA4ADR,AR0
    ldi   @DMAFUNC4,R10
    sti   R10,*AR0           ; chargement du mot de commande du canal DMA4
    ;=====
    pop   R10
    pop   AR0
    pop   ST
    retiu
.end
```

Figure 3.13

3. Une routine d'interruption du canal DMA4.

4. Une routine d'interruption du canal DMA2.

Ces quatre parties sont transcrites, en considérant les spécificités des deux variantes de traitement à savoir le traitement en série et le traitement par bloc.

Un autre point à considérer lors de l'implémentation est le report de la répartition du champ mémoire accédé par le processeur dans un fichier d'extension *.cmd*.

Nous caractérisons cette répartition par :

```
/*SPECIFY THE SYSTEM MEMORY MAP */
MEMORY
{
    ROM:      org = 0x00000000 len = 0x800    /* on-chip rom */
    RAM0:     org = 0x002ff800 len = 0x400    /* RAM block 0 */
    RAM1:     org = 0x002ffc00 len = 0x400    /* RAM block 1 */
    LOCAL:    org = 0x00300000 len = 0x20000  /* local bus external memory */
    GLOBAL:   org = 0x80000000 len = 0x10000  /* global bus external memory*/
    GLBLPRTCTL: org = 0x00100004 len = 0x1
    LCLPRTCTL: org = 0x00100000 len = 0x1
    TIMER0:   org = 0x00100020 len = 0x9
    TIMER1:   org = 0x00100030 len = 0x9
    DMA0:     org = 0x001000a0 len = 0x9
    DMA1:     org = 0x001000b0 len = 0x9
    DMA2:     org = 0x001000c0 len = 0x9
    DMA3:     org = 0x001000d0 len = 0x9
    DMA4:     org = 0x001000e0 len = 0x9
    DMA5:     org = 0x001000f0 len = 0x9
}
/* SPECIFY THE SECTIONS ALLOCATION INTO MEMORY */
c:\mti.obj

-m c:\mti.map
-o c:\mti.out
-e start

SECTIONS
{
    vectors:    > RAM1,align = 512    /* Interrupt and trap vectors    */
    stack:      > RAM1
    .text:      > RAM0                /* Code                        */
    .data:      > RAM0                /* Data                        */
    .bss:       > LOCAL               /* Uninitialized memory       */
}
}
```

L'évaluation du temps de calcul pour la mise en œuvre de l'algorithme de filtrage est effectuée grâce à un logiciel dédié de Texas Instruments appelé *Code Composer* (figure 3.15).

```

002FF84F 274502C4 SUBI3 *AR4,R2,R5
002FF850 02050003 ADDI R3,R5
002FF851 15422401 STI R2,*AR4++
002FF852 00810001 ABSI R1,R1
002FF853 00850005 ABSI R5,R5
002FF854 04850001 CMPI R1,R5
002FF855 6A090003 BP mod1
002FF856 03E5FFFF ASH 0ffffh,R5
002FF857 02050001 ADDI R1,R5
002FF858 60000002 BR fin
002FF859 mod1
002FF859 03E1FFFF ASH 0ffffh,R1
002FF85A 02050001 ADDI R1,R5
002FF85B fin
002FF85B 0844C300 LDI *Fp,R4
002FF85C 15453301 STI R5,*Fp++%
002FF85D 08010005 LDI R5,R1
002FF85E 27060506 SUBI3 R6,R5,R6
002FF85F 53E10000 LDIN 0h,R1
002FF860 02000005 ADDI R5,R0
002FF861 18000004 SUBI R4,R0
002FF862 328600FC ASH3 0fch,R0,R6
002FF863 03E10005 LDI R1,R5
  
```

DSP HALTED INS 1 1

Figure 3.15 présentation de l'interface software d'évaluation de l'algorithme implémenté

3.6. Conclusion

L'implémentation de filtre MTI sur un processeur de traitement de signal est dictée par la souplesse de mise en œuvre, dans la mesure où nous contrôlons généralement de façon logicielle les paramètres des signaux de synchronisation à savoir les fréquences d'échantillonnages, les signaux de contrôle d'accès en mémoire et la configuration du champ mémoire de travail...etc., ce qui limite l'encombrement. L'utilisation d'un processeur TMS320C40 a permis de déterminer la faisabilité d'un traitement en temps réel pour un filtre MTI cohérent à double annulation, ceci à partir des fréquences d'échantillonnage supérieures ou égales à $1.44 \mu\text{s}$, néanmoins nous pouvons utiliser un traitement par bloc qui induit un retard d'une récurrence. Ceci ne présente pas d'inconvénients majeurs car le passage d'un traitement en série vers un traitement par bloc est faisable, d'une part par le changement des paramètres opératoires des canaux DMA prévus pour l'acquisition des données brutes et le transfert des données filtrées et d'autre part par l'initialisation du traitement dans les routines d'interruptions relatives aux récurrence radar T, l'horloge d'échantillonnage et le passage par zéro des compteurs de transfert des canaux DMA. Ceci est réalisé sans pour autant dégrader l'information radar, vu que les algorithmes de détection exploitent le nombre de coups au but qui exprime une redondance de l'écho radar dans une même porte distance sur plusieurs récurrences.

Du point de vue logiciel le choix du langage assembleur au lieu du langage C pour l'implémentation du filtre n'est pas fortuit, en premier lieu ceci nous a permis de contrôler les différentes étapes de traitement de l'algorithme ainsi que les ressources du processeur mise en œuvre aisément et en second lieu les routines du programme sont relativement courtes.

L'adoption de ce type de processeur laisse envisageable un large éventail d'applications propre au filtrage de fouillis, ceci en utilisant sa statistique pour ajuster continuellement les coefficients du filtrage pour permettre aux dispositifs de traitement en aval d'opérer avec des situations où le fouillis est en perpétuel changement.

CHAPITRE 4

Conclusions générales

4. CONCLUSIONS GENERALES

Dans les applications des systèmes de détection radar, on recherche toujours à améliorer la qualité d'observation pour pouvoir prendre une décision efficace.

Dans notre travail de recherche nous avons considéré un système de détection réel, nous avons étudié un système de filtrage des échos fixes MTI (**M**oving **T**arget **I**ndicator) afin qu'il ne soit visualisées principalement que les échos de cibles mobiles et nous avons implémenté ce système de filtrage sur un processeur DSP TMS320C40 de Texas Instruments.

Par conséquent nous avons divisé la thèse en deux parties. La première partie de cette étude permet d'apprécier l'effet d'un filtrage MTI à double et triple annulation sur un fouillis de sol et de quantifier l'amélioration apportée par ce type de filtrage, néanmoins les performances inhérentes demeurent limitées dans la mesure où les coefficients du filtre sont fixés au préalable, ce qui limite les performances de filtrage si les conditions prévues diffèrent sensiblement des conditions réelles.

La seconde partie concerne la validation des résultats obtenus par implémentation de la fonction MTI sur un processeur DSP, ceci évidemment de façon indépendante de l'aspect de mise en œuvre de l'algorithme de filtrage sur un tel processeur.

Ceci dégage une référence de travail dans la mesure où toute amélioration utilisant des méthodes de filtrage performantes du fouillis dont l'implémentation nécessite des ressources de calculs importantes ne peut que fournir des résultats meilleurs.

Les opportunités de traitement de signal offertes par les capacités de tel processeur laisse envisager un large éventail de filtres MTI de fouillis qui utilisent deux méthodes pour extraire les échos de cibles mobiles dans le fouillis. La première méthode utilise les filtres soustracteurs qui constituent principalement l'objet de notre travail et la seconde méthode utilise des bancs de filtre doppler qui sont implémentées à partir de transformations de Fourier [23], mais cette dernière méthode est liée à un paramètre déterminant qui est la fréquence de répétition du radar. La fréquence de répétition utilisée appartient à une classe dite *fréquence de répétition basse*, où le fouillis se caractérise principalement par une étendue spectrale qui peut dépasser la fréquence de répétition, par conséquent une partie du spectre du fouillis passe à travers le filtre MTI. L'autre point qui caractérise ce type de fréquence de répétition est la grande ambiguïté doppler, qui limite la précision de calcul de la et la discrimination entre les cibles animées de vitesses différentes.

Application d'un processeur DSP au filtrage MTI de fouillis

Comme le traitement doppler constitue une étape dans une chaîne de traitement radar, généralement d'autres procédés sont envisagés tels que la détection à taux de fausses alarmes constant CFAR (Constant False Alarms Rate).

Cependant l'efficacité des procédés de traitement sus cités est sévèrement altérée par les caractéristiques intrinsèques du radar telles que la résolution en distance, la résolution en azimut, la fréquence de répétition, la vitesse de rotation de l'antenne...etc. Cependant il est primordial de faire un compromis entre la complexité de mise œuvre des algorithmes de traitements du point de vue matériel et logiciel et les limites de performances dictées par les paramètres du radar.

Les tests au laboratoire et sur le système réel ont donné de bons résultats du point de vue amélioration de la qualité du signal et de la contrainte de temps réel.

Les capacités de calcul de tel processeur permettent d'implémenter des algorithmes plus performants, en l'occurrence adaptatifs, qui se basent sur l'apprentissage du fouillis pour ajuster continuellement les coefficients du filtre, ce qui constitue une perspective pour les travaux futurs.

ANNEXES

A. Décomposition en phase/quadrature (I/Q)

Dans les radars impulsionnels le décalage doppler se manifeste par un changement de la phase, ceci d'une impulsion émise à la suivante. Par conséquent pour tenir compte du décalage doppler, le système doit non seulement échantillonner le signal de la cible à une cadence suffisante mais aussi mesurer et mémoriser la phase de chaque écho de cible.

Il existe deux méthodes pour fournir les informations, amplitude et position de la cible à savoir la démodulation directe et la démodulation I/Q.

L'utilité de cette démodulation I/Q se traduit par le fait que si nous considérons que le vecteur signal est un vecteur tournant, le fait que nous représentons ce vecteur par un sinus ou un cosinus cas de la démodulation directe, ne nous permet pas de donner sa direction et par conséquent nous allons perdre la notion de décalage doppler qui traduit un rapprochement de la cible si ce décalage est positif ou un décalage négatif dans le cas contraire. D'où l'intérêt d'utiliser une représentation qui englobe des expressions en cosinus et en sinus qui indiquent respectivement les composantes I et Q.

Le raisonnement mathématique pour valider la notion de rotation utilise les identités d'Euler :

$$\begin{aligned} \cos 2\pi f t &= \frac{1}{2} e^{j2\pi f t} + \frac{1}{2} e^{-j2\pi f t} \\ \sin 2\pi f t &= -\frac{j}{2} e^{j2\pi f t} + \frac{j}{2} e^{-j2\pi f t} \end{aligned} \quad \text{A.1}$$

Les deux expressions en exponentielle représentent un vecteur tournant effectuant f révolutions par seconde. Le terme avec un exponentiel positif tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre et le terme en exponentiel négatif dans le sens des aiguilles d'une montre.

La figure A.1 donne l'aspect temporel et fréquentiel d'une telle représentation.

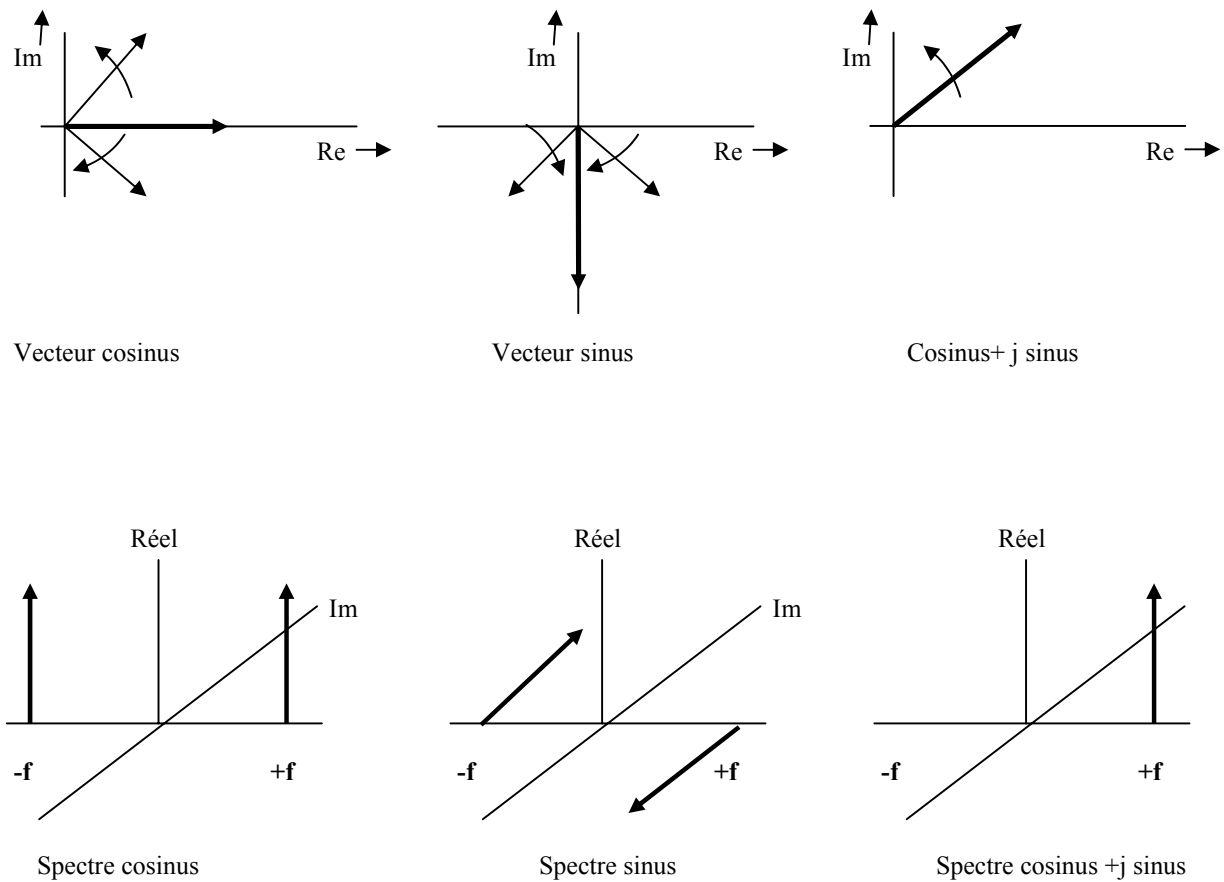


Figure A1 aspect temporel et fréquentiel des identités d'Euler

Les composantes I et Q sont multipliées par un signal de référence de phase délivré par un oscillateur cohérent de sorte que la multiplication avec la composante en phase donne :

$$V_I(t) = V_s \cos[2\pi f t + \phi(t)] V_c \cos[2\pi f t] \quad A.2$$

avec

$V_s \cos[2\pi f t + \phi(t)]$: signal d'écho de la cible

$V_c \cos[2\pi f t]$: signal de référence de phase (la phase du signal de référence est par définition nulle).

Afin d'éliminer la composante de haute fréquence lors de la multiplication par le signal de référence on utilise un filtre passe bas. L'expression de la composante en phase I devient :

$$V_I(t) = V_s \cos[\phi(t)] \quad \text{A.3}$$

On opère de la même manière pour la composante en quadrature et on obtient :

$$V_Q(t) = V_s \sin[\phi(t)] \quad \text{A.4}$$

La figure A.2 montre une simulation de réflexions d'échos de cible mobile sur huit récurrences, ou nous constatons que le vecteur signal donné par la relation A.5.

$$V_s^2 = V_I^2 + V_Q^2 \quad \text{A.5}$$

tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, ceci par la détermination du sens de progression (positif ou négatif) de l'argument du vecteur complexe V_s à chaque écho reçu selon la relation A.6.

$$\phi = \tan^{-1}(V_Q/V_I) \quad \text{A.6}$$

Ceci permet de déterminer que la cible est animée d'un décalage doppler positif et par conséquent elle évolue en rapprochement.

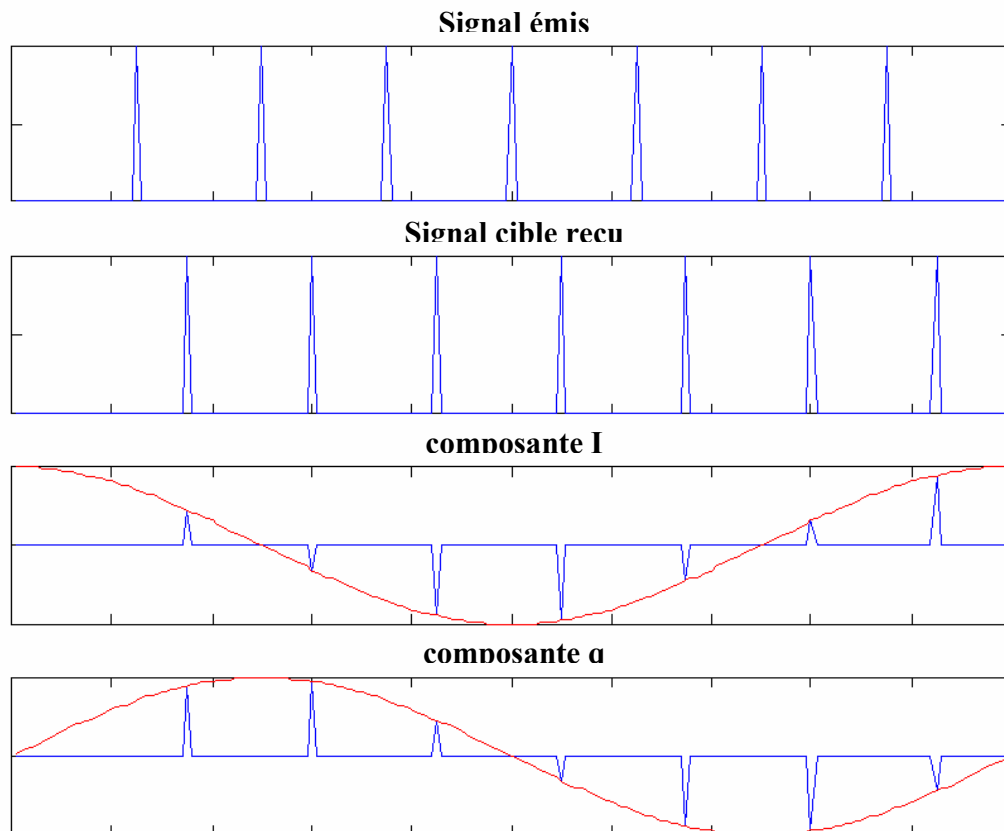


Figure A.2 Représentation d'une démodulation I/Q

B. Quantification en distance

Dans la majorité des radars modernes les signaux, les données et la visualisation sont traitées sous une forme numérique que ce soit pour des radars utilisés dans les petits bateaux ou les radars sophistiqués des systèmes multi-modes. Les distances des cibles prises en charge sont reportées avec des valeurs discrètes. Pour les systèmes qui fournissent des données discrètes en sortie, les dimensions azimuth, distance, élévation et le doppler sont considérés en incrément appelé quantum.

Dans les radars de surveillance, la distance est traitée en séquence de quanta dont la taille correspond approximativement à la résolution en distance ΔD du radar qui représente le pouvoir séparateur en distance de deux cibles.

Le premier quanta est considéré juste après la fin de l'impulsion émise, ainsi nous discrétisons la radar (figure A.3) en quanta jusqu'à la limite de la portée maximale en distance. Pour déterminer la distance D représenté par un quanta de rang i nous employons la relation

$$D = \Delta D * i$$

A.7

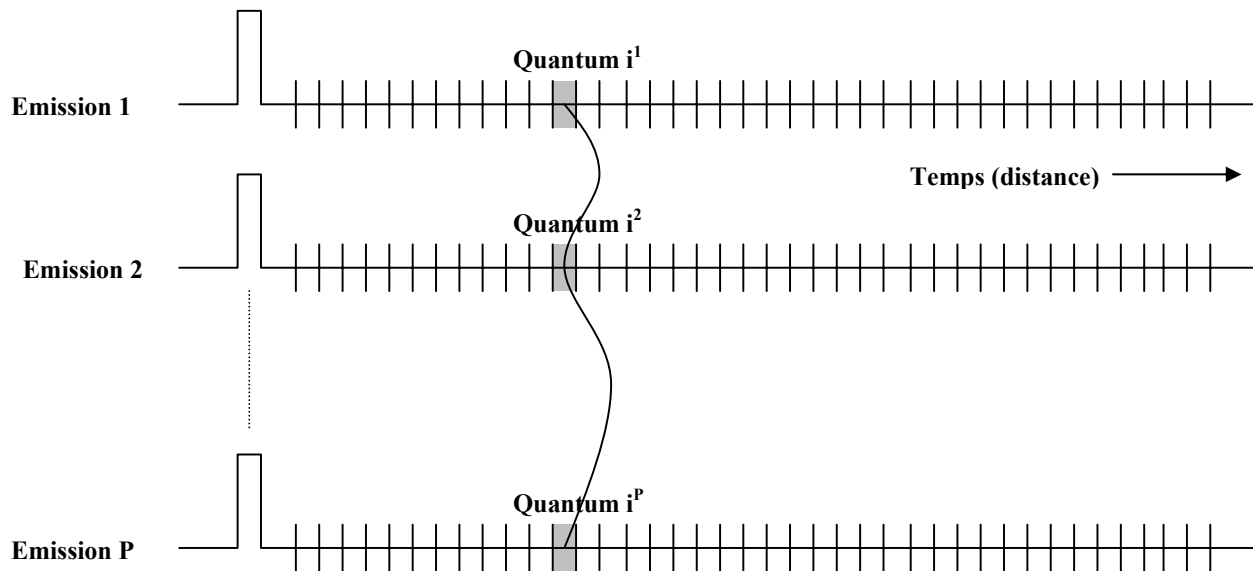


Figure B.1 Quantification en distance de la récurrence radar

C. Echantillonnage

C.1. Introduction

Les radars à impulsions se caractérisent implicitement par des systèmes à données échantillonnées, chaque fois que la cible est illuminée par l'onde électromagnétique, une partie du signal d'écho est reçu par le radar, ainsi un échantillon des données de la cible est acquis. Ces données traduisent la position, l'amplitude et la phase et n'importe quel changement qui affecte un de ces d'un échantillon au suivant n'est pas perçu par le radar. Ainsi nous pouvons dire que le radar suit l'évolution de la cible seulement si les paramètres de celles-ci (l'amplitude, la phase et la position) varient *lentement*.

C.2. Taux d'information radar

Les informations radar sont considérées avec des taux différents (redondance de l'information) et deux niveaux d'échantillonnage sont considérés (figure C.1). En premier lieu les cibles mobiles sont échantillonnées au taux de leur illumination par l'onde radar

Le taux d'échantillonnage du signal de cibles est la période de répétition du radar T de sorte que pendant ce laps de temps le déplacement de la cible est appréciable par l'exploitation du décalage doppler, ceci d'une récurrence à la suivante, ce qui signifie que plus la fréquence d'émission (*Pulse Radar Frequency*) est grande l'information doppler est fiable, mais nous ne pouvons pas augmenter indéfiniment cette fréquence du fait qu'elle engendre une limitation sur la portée du radar.

En second lieu l'espace est échantillonné à un taux qui sépare les cibles en distance à un niveau donné (caractérisé en azimut et en distance). Souvent le taux d'information le plus élevé et par conséquent le taux d'échantillonnage le plus élevé représente la résolution en distance, ou la portée radar est divisée en quanta distance (voir annexe B), ou chaque quantum représente la résolution du radar en distance et c'est à cette précision qu'opère un convertisseur A/N. En conclusion il existe deux formes d'échantillonnage ; un échantillonnage à la cadence PRF pour le traitement doppler et un échantillonnage en quanta distance pour résolution distance.

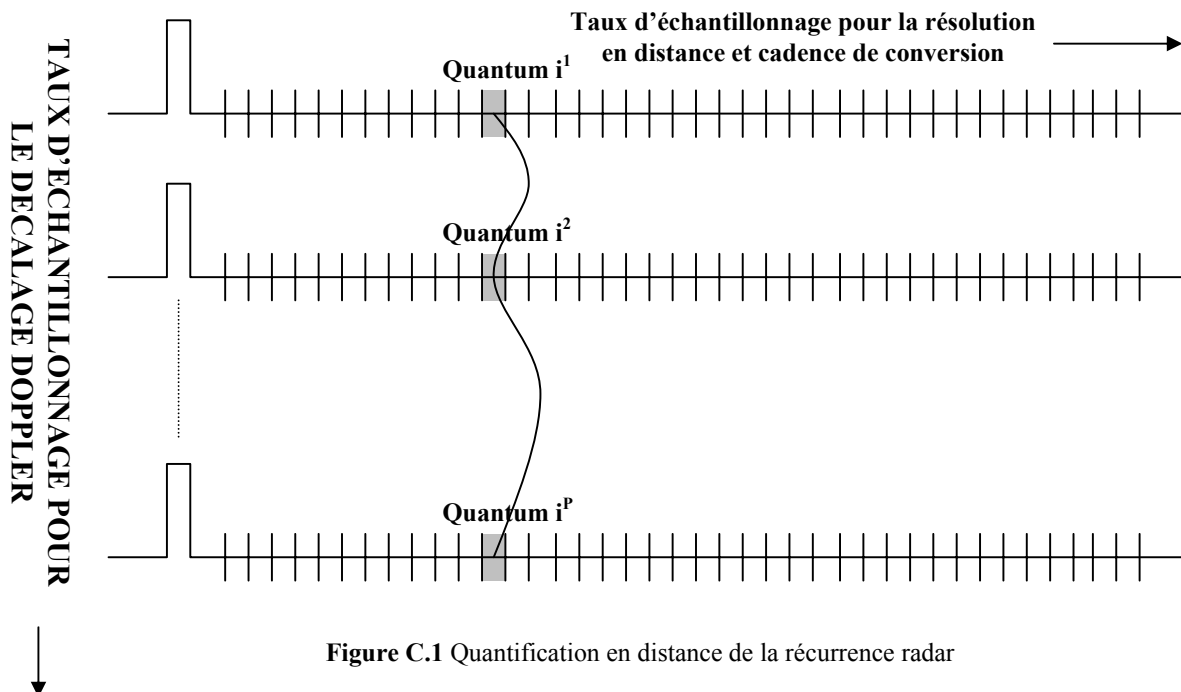


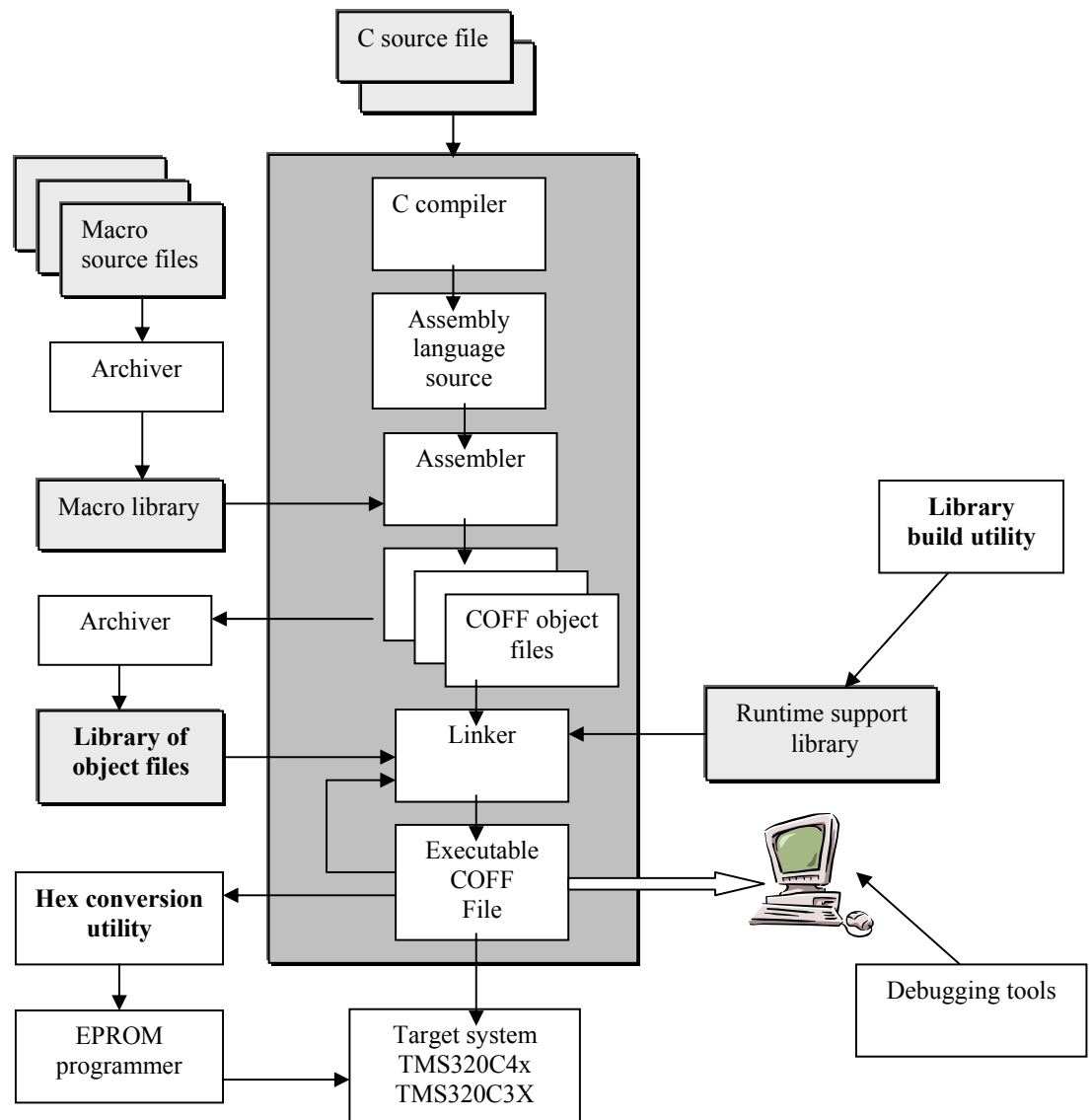
Figure C.1 Quantification en distance de la récurrence radar

D. Les outils de développement du TMS320C40

Les besoins de développement de l'industrie ont nécessité de mettre en œuvre des calculateurs rapides et plus précisément les processeurs de traitement du signal DSP dans l'industrie électronique. Ces besoins ne cernent pas seulement la réalisation des puces et les cartes mais aussi dans le développement des outils logiciels qui facilitent le développement des applications les plus complexes.

Une multitude d'applications requiert la mise en œuvre d'un environnement de développement à base d'un ordinateur hôte où le code est écrit et compilé, et un système DSP dit « cible » qui exécute le code¹. La figure D.1 montre le chemin d'un développement logiciel du processeur TMS320C4x, les zones ombrées de la figure indiquent le cheminement commun lors d'un développement, les autres parties sont en option.

¹ Jerry c. Whitaker, the electronics handbook, crrs press, ieee press, 1996



D.1. Elaboration d'un programme DSP

Nous illustrons les étapes nécessaires pour préparer un programme selon la figure D.2

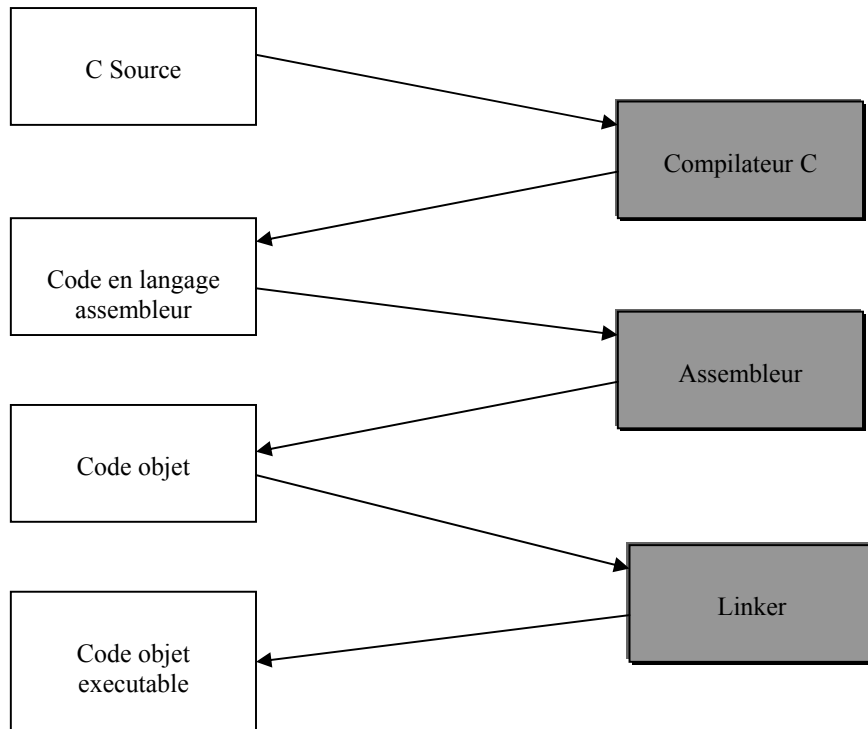


Figure D.2

Cette figure traduit lors de l'élaboration d'un programme en langage C l'ordre chronologique suivants :

- ✓ Compilation du programme.
- ✓ Assemblage du programme.
- ✓ Linker le fichier objet existant

Ce qui produit un fichier *objet* pour qu'il soit chargé par le debugger.

Au cas ou nous nous intéressons à un programme en assembleur, nous exécutons l'ordre chronologique à partir du second point.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. DARRICAU, "Physique et Théorie du radar", Tome 1- 2^{ème} édition – Editeur SODIP, Paris.
- [2] G.STIMSON, "Introduction to Airborn Radar", Hughes. El Segundo, CA, 1983.
- [3] C. GIBSON & S. HAYKIN "Radar Performance Studies of Adaptive Lattis Fouillis Supression Filters", IEEE Proceeding Vol 130.
- [4] D. CURTIS SCHLEHER "MTI Pulsed Doppler Radar" Artech House 1990.
- [5] W. FISHBEIN, S. GRAVELINE, and O. RITTENBACH, "Clutter Attenuation Analysis", ECOM-2808, US Army Electronics Command, Fort Monmouth, NJ, March 1967.
- [6] J.EAVES and E. READY "Principle Of Modern Radar", Van Nostrand Reinholds, New York 1987.
- [7] D. CURTIS SCHLEHER, ed, "MIT radar", Artech House Norwood, MA, 1978.
- [8] F. NATHASON, " Radar Design Principle", MC Graw-Hill New york 1969.
- [9] A. RIHACZEK, "Principles of High Resolution Radar", MC Graw-Hill, New york,1969.
- [10] D.K BARTON, ed., "Radar Resolution and Multipath Effect in Radar", Vol.4, Artech House, Norwood, MA, 1975.
- [11] Processeur de traitement numérique du signal DSP, Technique de l'ingénieur E3565, Doc, E3565(2-2000).
- [12] A. Filip "A Baker Dozen's Magnitude Approximation and their Detection Statistics", IEEE. Trans, Vol.AES-12, N°.1, January 1976.
- [13] M.E.M ABDELAZIZ, A. HOUACINE, "Etude d'implémentation d'un MTI Cohérent sur Processeur DSP TMS320C40", Séminaire National DAT'2000, Mai 2000.
- [14] "TMS320C4x User Guide", 1992.
- [15] A. WOJTKIEWICZ and M. TUSZYNSKI, "Adaptive MTI Filters for Uniforme and Staggered PRF Sampling", IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems Vol. 27, N°.5 September 1991.
- [16] E. BYRON, "Radar Principles, Technology, Applications", Prentice Hall, 1995.
- [17] V. K. INGLE & J. G. PROKIS, "Digital Signal Processing Laboratory Using the ADSP-210 Microcomputer, Analog Devices", 1991.

- [18] R. J HIGGINS, "Digital Signal Processing in VLSI" E. CLIFFS, N.J: Prentice Hall, Inc, 1990.
- [19] <http://www.dspnet.com>: forum
- [20] N. AHMED and T. NATARAJAN, "Discrete-Time Signal and Systems", Englwood Cliffs N.J:Reston Publishing, 1983.
- [21] JERRY C. WHITAKER, " The Electronics Handbook" CRS PRESS, IEEE PRESS, 1996.
- [22] D.L MENSA, "High Resolution Radar Cross Section Imaging", 2nd ed., Norwood MA: Artech House, 1991.
- [23] F.J HARRIS, "The Trigonometric Transform, Technical Publication DSP-005", San Diego: Spectral Dynamics Inc. (A Division of Scientific Atlanta), 1997.
- [24] <http://www.ti.com>: fabricant
- [25] <http://www.analog.com>:fabricant
- [26] <http://www.lucnet.com>:fabricant
- [27] <http://www.mot.com>:fabricant
- [28] <http://www.techonline.com>:cours
- [29] <http://www.dspworld.com>:forum
- [30] <http://www.sharc.com>:congrés
- [31] <http://www.icspat.com>:congrés