

CHAPITRE 13 - VISUALISATION DES CIBLES MOBILES - PRINCIPES

1	INTRODUCTION.....	2
2	EFFET DU DOPPLER SUR UN TRAIN D'IMPULSIONS	3
2.1	PRINCIPE DE BASE.....	3
2.2	SIGNAL TRAITE-SIGNAL VIDEO COMPLEXE	5
3	CHAINES D'EMISSION RECEPTION UTILISEES, DEFAUTS DUS AU RADAR....	6
3.1	CHAINE COHERENTE	6
3.2	CHAINE COHEREE A OSCILLATEUR DE PUISSANCE	7
3.3	INTERPRETATION DES RESULTATS	8
4	TRAITEMENT PAR ANNULATION, CIRCUITS VCM	9
4.1	VCM SIMPLE ANNULATION.....	9
4.1.1	Principe de base	9
4.1.2	Théories de la simple annulation	9
4.2	VCM A DOUBLE ANNULATION.....	10
4.2.1	Théorie vectorielle.....	10
4.2.2	Filtre équivalent.....	11
5	PERFORMANCES DES VCM EN REGIME LINEAIRE	11
5.1	RESIDUS DE CLUTTER DUS AUX INSTABILITES DE PHASE DU RADAR (T_{A1}).....	13
5.1.1	Simple annulation.....	13
5.1.2	Double annulation.....	15
5.2	RESIDUS DE CLUTTER DUS A LA ROTATION DE L'AERIEN (T_{A2}) (RADAR PANORAMIQUE).....	16
5.2.1	Simple annulation.....	16
5.2.2	Double annulation.....	20
5.3	RÉSIDUS DUS À LA FLUCTUATION NATURELLE DU CLUTTER (T_{A3})	22
5.3.1	Nature du phénomène	22
5.3.2	Combinaison avec l'effet de rotation d'aérien	23
5.3.3	Calcul de σ_{ra}	23
5.3.4	Calcul de T_{A3}	24
5.4	PERFORMANCES GLOBALES EN PRÉSENCE D'ÉCHOS FIXES.....	24
5.4.1	Taux d'annulation	24
5.4.2	Taux de contraste.....	25
5.4.3	Taux de visibilité en présence d'échos de sol.....	26
6	PERFORMANCES DES VCM EN RÉGIME LIMITÉ	27
6.1	TAUX D'ANNULATION EN RÉGIME LIMITÉ.....	27
6.2	CONDITIONS DE VISIBILITÉ EN RÉGIME LIMITÉ.....	28
6.2.1	Condition de visibilité en simple annulation.....	30
6.2.2	Condition de visibilité en double annulation.....	31
6.3	L'EFFET DE CONTOUR.....	32
7	FILTRAGE LINÉAIRE NUMÉRIQUE	33
7.1	PRINCIPE	33
7.2	PERFORMANCES	34
7.3	EXEMPLE : FILTRE À TROIS RETARDS	35
8	LES RADARS PULSE DOPPLER.....	37
8.1	PRINCIPE DES RADARS PULSE DOPPLER	37
8.2	EQUATION DU RADAR EN PULSE DOPPLER	37
8.3	BRUIT DE PHASE LIE AU JITTER DE L'EMETTEUR	39
8.4	PERFORMANCES VCM DU RÉCEPTEUR PULSE DOPPLER.....	40
8.5	PULSE DOPPLER NUMÉRIQUE.....	40
8.5.1	Schéma général.....	40
8.5.2	Principe du filtrage vitesse.....	41
8.5.3	Réalisation numérique	42
8.5.1	Utilisation de fenêtres de pondération.....	43

1 INTRODUCTION

La plupart des radars travaillent dans un milieu encombré par les échos fixes ou de vitesse lente (sol, mer, nuages, pluies, neige...). On cherche alors à éliminer ces échos indésirables, normalement perçus par le radar et dont la présence constitue une gêne pour la détection des cibles intéressantes.

On peut utiliser nombre de procédés basés sur les propriétés naturelles des échos fixes : forme, distance, site, évolution dans le temps. Tous ces procédés se ramènent à une épuration plus ou moins fine de ces échos fixes et ne permettent de restituer l'écho de cible que s'il est d'amplitude supérieure à l'écho fixe superposé ou au mieux, s'il n'est pas confondu avec un écho fixe. Ces procédés, pour utiles qu'ils soient, ne seront pas étudiés dans le présent chapitre. Nous les classerons sous la rubrique **Élimination des Échos Fixes (EEF)**.

Un autre aspect du problème est de tenter de séparer les échos fixes et les échos mobiles en se basant sur le fait que leurs vitesses radiales sont différentes, et donc qu'ils se distinguent par leur effet doppler.

Les procédés correspondants, basés sur la séparation de deux cibles par leurs fréquences doppler, permettent comme nous le verrons par la suite de distinguer une cible mobile dans un milieu d'échos fixes, même si la cible mobile est de surface équivalente plus faible que les échos fixes qui lui sont superposés. Ils possèdent donc une qualité supplémentaire à l'élimination des échos fixes qui est la faculté de « visualiser » le mobile. Nous les classerons sous la rubrique : **Visualisation des Cibles Mobiles (VCM)**, traduction du terme anglo-saxon **Moving Target Indicator (MTI)**.

La qualité d'un circuit VCM est liée au pouvoir séparateur en doppler du radar ; elle sera d'autant meilleure que la durée de la mesure sera grande. En particulier, tout radar émettant des impulsions très longues aura un pouvoir séparateur élevé. Par exemple, un radar émettant une impulsion de durée 1 milliseconde aura un pouvoir séparateur d'environ 1 kHz, soit, pour $\lambda = 10$ cm, un pouvoir séparateur en vitesse de 50 m/s. Malheureusement, ces formes d'ondes sont assez mal adaptées aux radars classiques, qui utilisent des impulsions assez courtes afin de posséder une bonne précision sur la mesure des distances.

Des formes d'ondes plus complexes sont envisageables comme celles utilisées dans les radars à corrélation ou les radars codés (chapitre 17) avec des performances qui dépendent de leur fonction d'ambiguïté (chapitre 18) et qui sauf cas particuliers n'apportent pas une protection suffisante contre les échos fixes en regard de la complexité de tels radars. En définitive, les systèmes VCM utilisés seront définis en fonction de critères pratiques et dans l'optique d'une simplicité adaptée aux performances recherchées, soit :

- pour les radars « classiques », en s'adaptant aux formes d'ondes émises, avec des performances limitées par le radar lui-même autant que par le circuit utilisé.
- pour les radars « doppler », en recherchant des circuits à hautes performances et en construisant le radar autour du VCM pour en retirer tout le bénéfice.

Dans les deux cas, les formes d'ondes les plus couramment utilisées sont des trains d'impulsions hyperfréquences ; les traitements adaptés à ces formes d'ondes seront étudiés dans ce qui va suivre.

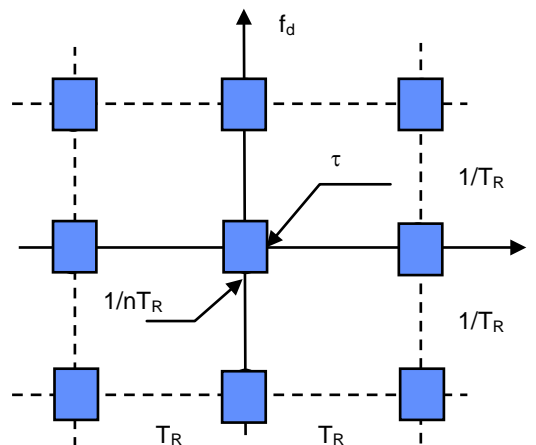
2 EFFET DU DOPPLER SUR UN TRAIN D'IMPULSIONS

2.1 PRINCIPE DE BASE

Nous verrons au chapitre 17 qu'un signal répétitif formé de n impulsions de durée τ et d'espacement T_R , se comporte au plan séparation distance comme un signal de durée τ et au plan séparation en fréquence doppler comme un signal de durée $n.T_R$. C'est-à-dire que deux cibles peuvent être séparées :

- si leur écart de distance est supérieur à $C.\tau/2$,
- si leur écart de vitesse est supérieur à $\lambda/(2nT_R)$.

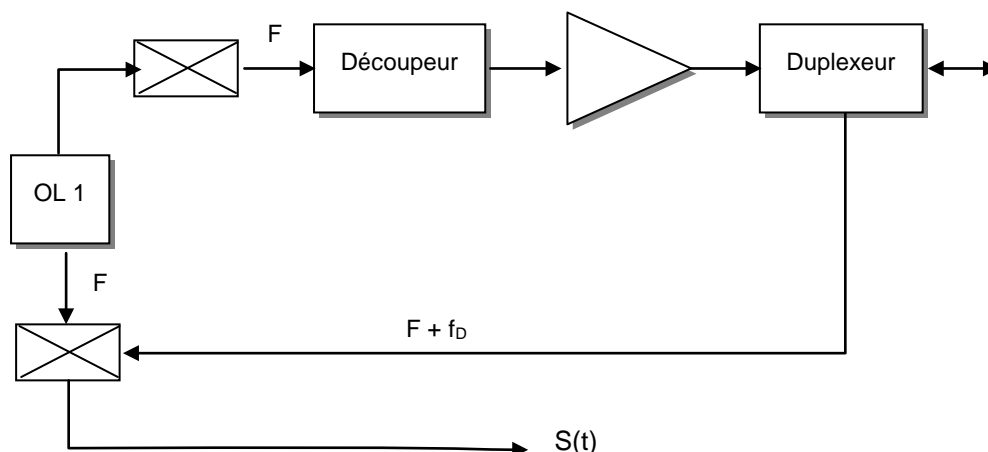
Ces propriétés intéressantes sont cependant limitées par le fait que deux cibles distantes de $CT_R/2$ où deux cibles de vitesses séparées de $\lambda/2T_R$ se trouvent confondues du fait de la périodicité du signal. D'où le **Diagramme d'Ambiguïté** ci-après.



Cette configuration de diagramme d'ambiguïté est directement exploitée dans le radar pulse doppler, par le traitement cohérent du train d'impulsions. Celui ci peut donc être utilisé comme VCM (Nous aurons d'ailleurs l'occasion d'y revenir).

Mais il faut savoir que le diagramme d'ambiguïté d'un signal est lié au signal lui-même, dans la mesure où le traitement utilisé en tire parti. Nous allons donc examiner un autre aspect de l'effet du doppler sur un train d'impulsions hyperfréquences et en déduire un mode de traitement de ce signal.

Partons d'une chaîne d'émission - réception réalisée de la manière suivante :



Le signal émis est un signal d'oscillateur local découpé en impulsions de durée τ et d'espacement T_R . Le premier signal émis a pour expression (amplitudes normées à 1) :

$$S_{e1}(t) = \cos 2\pi Ft$$

A la réception, ce même signal est recueilli à l'instant t_1 après son trajet allé et retour dans l'atmosphère et réflexion sur la cible. Il est alors translaté en fréquence doppler de la valeur $f_d = 2V_R/\lambda$; son expression est alors :

$$S_{r1}(t) = \cos 2\pi \cdot (F + f_d) t$$

A cet instant (t_1), choisi comme nouvelle origine des temps, l'expression du signal à la sortie de l'oscillateur local est alors :

$$S_{OL1}(t) = \cos 2\pi \cdot F \cdot (t + t_1)$$

sa phase ayant tourné pendant le trajet du signal. En effet, la phase du signal émis ne varie pas pendant son temps de parcours, alors que celle de l'oscillateur local varie linéairement pendant ce même temps t_1 .

Le battement de ces deux derniers signaux donnera, après élimination des fréquences élevées, un signal de sortie $S(t)$ de la forme :

$$S_1(t) = \cos (2\pi f_d t - 2\pi F t_1)$$

De la même manière le second signal émis à l'instant T_R a pour expression :

$$S_{e2}(t) = \cos 2\pi F (t + T_R) = \cos (2\pi F t + \varphi_2)$$

Le second signal reçu sera à l'instant $T_R + t_2$

$$S_{r2}(t) = \cos [2\pi (F + f_d) \cdot t + \varphi_2]$$

Le signal OL correspondant :

$$S_{OL2}(t) = \cos 2\pi F (t + T_R + t_2) = \cos [2\pi F (t + t_2) + \varphi_2]$$

Le signal recueilli après battement aura pour expression :

$$S_2(t) = \cos (2\pi f_d t - 2\pi F t_2)$$

Soit pour le signal de rang k :

$$S_k(t) = \cos (2\pi f_d t - 2\pi F t_k)$$

Par ailleurs, la durée du trajet de l'onde t_k , dépend de la distance D_k de la cible.

Si V_R est la vitesse radiale de la cible, et C la vitesse de l'onde on peut écrire :

$$D_k = D_o - k \cdot V_R T_R$$

$$t_k = \frac{2 \cdot D_k}{C} = \frac{2 \cdot D_o}{C} - \frac{2 \cdot k \cdot V_R \cdot T_R}{C}$$

et :

$$S_k(t) = \cos \left[2\pi f_d t - 2\pi F \left(\frac{2 \cdot D_o}{C} - \frac{2 \cdot k \cdot V_R \cdot T_R}{C} \right) \right]$$

soit en posant :

$$- 2\pi \cdot F \cdot \frac{2 \cdot D_o}{C} = \varphi_o$$

et comme :

$$f_d = \frac{2 \cdot V_R}{\lambda} = \frac{2 \cdot V_R \cdot F}{C}$$

$$S_k(t) = \cos [2\pi f_d (t + k T_R) + \varphi_0]$$

Relation établie en prenant comme origine des temps le front de montée de l'impulsion reçue.

Dans la pratique on peut négliger la variation de phase du signal dû au doppler pendant la durée de l'impulsion : τ , car $2\pi f_d \tau \ll 1$, et écrire :

$$S_k(t) \cong \cos (2\pi f_d \cdot k T_R + \varphi_0)$$

Ainsi, un signal issu d'une cible fixe sera vu sous une phase constante, alors qu'un signal, issu d'une cible mobile, verra sa phase varier d'une impulsion à la suivante de $\Delta\varphi = 2\pi f_d T_R$.

Le signal $S_k(t)$, sera un signal de position constante (tant que le déplacement de la cible reste faible devant la durée τ de l'impulsion) mais d'amplitude pouvant varier au cours du temps suivant f_d .

- $f_d = 0$; $S_k(t) = \cos(\varphi_0)$
- $f_d < 1/2T_R$; $S_k(t) = \cos(\varphi_0 + k\Delta\varphi)$, avec $\Delta\varphi < \pi$
- $f_d = 1/2T_R$; $S_k(t) = \cos(\varphi_0 + k\pi)$
- $f_d > 1/2T_R$; $S_k(t) = \cos(\varphi_0 + k\Delta\varphi)$, avec $\Delta\varphi > \pi$
- $f_d = 1/T_R$; $S_k(t) = \cos(\varphi_0 + 2k\pi) = \cos(\varphi_0)$

On retrouve ainsi les propriétés suivantes du signal établies sur le diagramme d'ambiguïté du train d'impulsions :

- Une cible mobile peut être distinguée d'une cible fixe par son comportement « en phase » dès que la fréquence doppler est suffisante.
- Cette distinction est assortie d'une ambiguïté de fréquence doppler, en particulier on confondra :
 - une cible mobile avec un écho fixe si f_d est un multiple de $1/T_R$.
 - deux cibles mobiles entre elles si elles diffèrent d'un écart de doppler Δf_d multiple de $1/T_R$.

Les dispositifs utilisant cette propriété sont connus sous le nom de circuits MTI (Moving Target Indicator) ou VCM (Visualisation des Cibles Mobiles) ; la coïncidence des deux appellations apparaîtra clairement au lecteur.

2.2 SIGNAL TRAITE-SIGNAL VIDEO COMPLEXE

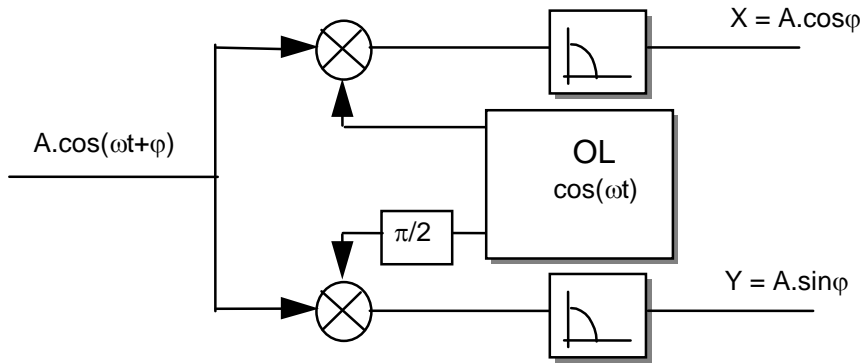
Dans les récepteurs actuels, on engendre le signal vidéo complexe¹ (Cf. Chapitre 8 § 1.1.3).

Ce signal vidéo complexe s'obtient à partir du signal moyenne fréquence, selon le principe de détection cohérente, basé sur une double démodulation du signal² :

¹ Les premiers VCM analogiques, compte tenu de leurs limites technologiques, notamment de la stabilité des lignes à retard ne traitaient qu'une des composantes du signal, d'où un phénomène dit de phase aveugle, décrit dans la partie historique (§ 13.2 de la 2^{ème} partie de ce chapitre).

² On peut également l'obtenir par un échantillonnage direct du signal moyenne fréquence.

VISUALISATION DES CIBLES MOBILES



Les signaux issus de cette double démodulation sont de la forme :

$$X_k = \cos(2\pi f_d \cdot kT_R + \varphi_0)$$

$$Y_k = \sin(2\pi f_d \cdot kT_R + \varphi_0)$$

Les traitements cohérents consisteront à traiter le **signal vidéo complexe** :

$$Z_k = X_k + jY_k = \exp\{ 2\pi f_d \cdot kT_R + \varphi_0 \}$$

3 CHAINES D'EMISSION RECEPTION UTILISEES, DEFAUTS DUS AU RADAR

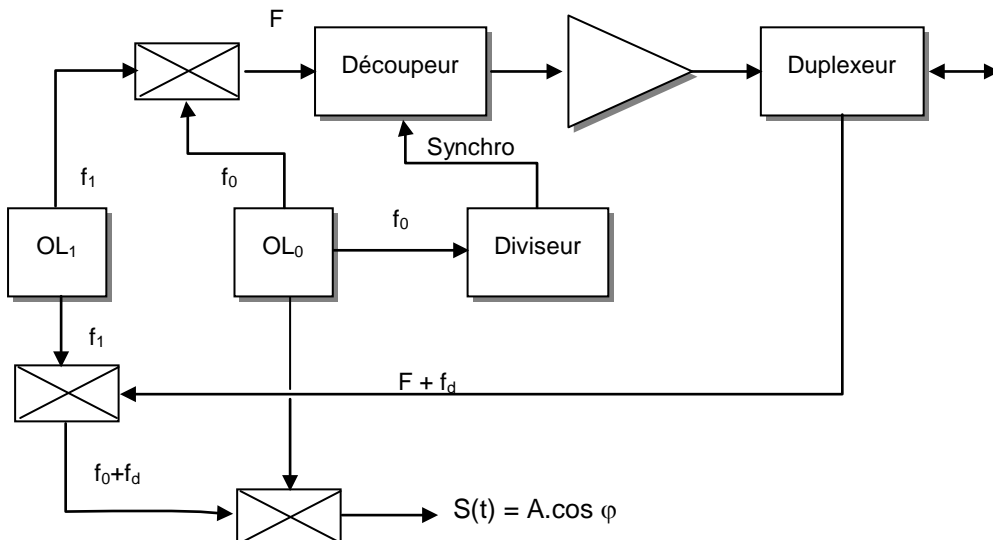
Ces chaînes doivent permettre de restituer la phase du signal reçu, ce sont donc des chaînes cohérentes à amplificateur ou oscillateur de puissance (cf. chapitre 4 paragraphe 1). Nous ne reviendrons pas sur leur description de détail, mais les examinerons à nouveau dans le but de déterminer leurs défauts par rapport au but recherché.

3.1 CHAINE COHERENTE

Cette chaîne comporte deux OL stables, l'un fixant une fréquence intermédiaire, le second la fréquence émise F (par exemple somme des fréquences des deux OL).

La variation de phase de $S(t)$ est connue aux erreurs près :

- des dérives de phase des OL_1 et OL_0 ,
- des dérives différentielles de phase dans la chaîne d'émission réception.



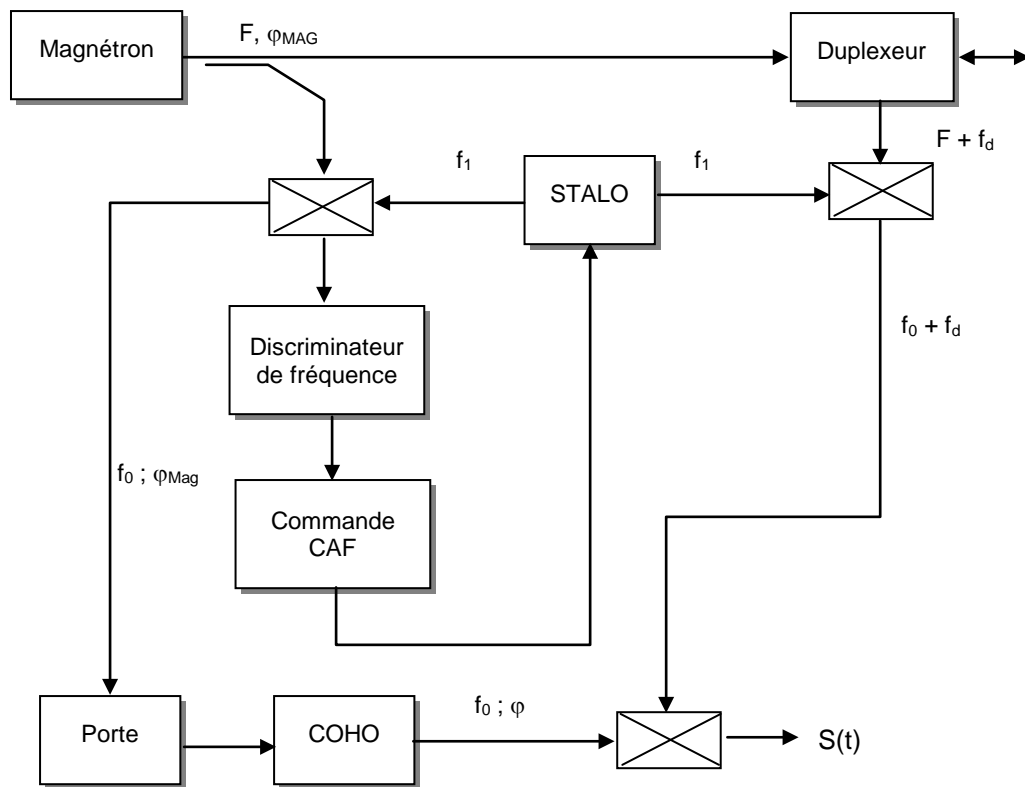
Ces erreurs s'additionnent quadratiquement et nous aurons sur la connaissance de la phase du signal une erreur globale aléatoire d'écart type

$$\sigma_{\varphi} = \sqrt{\sigma_{\varphi \text{ chaîne}}^2 + \sigma_{\varphi \text{ OL1}}^2 + \sigma_{\varphi \text{ OL0}}^2}$$

$\sigma_{\varphi \text{ chaîne}}$ est surtout dû au tube de puissance ; il dépend surtout de la durée de l'impulsion émise et de la stabilité de son alimentation. $\sigma_{\varphi \text{ OL1}}$ et $\sigma_{\varphi \text{ OL0}}$ sont liés aux stabilités de phases des OL ; ils croissent avec la durée de fonctionnement des OL entre deux utilisations, soit entre l'émission et la réception du signal. Pour une très bonne chaîne, σ_{φ} est de quelques milliradians.

3.2 CHAINE COHEREE A OSCILLATEUR DE PUISSANCE

Cette configuration est utilisée lorsque l'émetteur est un oscillateur de puissance, notamment les émetteurs à magnétron, le signal émis étant fixé « librement » par cet oscillateur.



Il convient alors de recopier la fréquence et la phase du signal émis, pour ce faire : L'oscillateur local contrôlé par le CAF ou STALO mémorise la fréquence émise. L'oscillateur cohérent ou COHO, mémorise la phase du signal émis. Les signaux mis en présence sont :

- Signal émis : $\cos(2\pi F_M \cdot t + \varphi_{MAG})$
- Signal STALO : $\cos(2\pi f_1 \cdot (t + t_k))$
- Signal COHO : $\cos(2\pi f_0 \cdot (t + t_k) + \varphi)$

Lorsque tout est parfait, $F_M = f_1 + f_0$ et $\varphi_{MAG} = \varphi$. La phase du signal reçu d'une cible fixe (retard = t_0 et $f_d = 0$) sera : $\varphi = 2\pi (F_M - f_0 - f_1) t - 2\pi (f_0 + f_1) t_k + (\varphi_{MAG} - \varphi)$

Elle est donc sensible à :

- la dérive de phase dans le coho, d'écart type $\sigma_{\varphi \text{ coho}}$, liée à la précision de recopie du coho et à sa dérive propre (proportionnelle à t_k),

- la dérive de phase du stalo, liée à t_k , mais également à T_R , du fait du temps de réponse du CAF, d'écart type $\sigma_{\phi\text{stalo}}$
- la dérive de fréquence dans l'impulsion du magnétron, caractérisée par le fait que la fréquence F_M n'est pas strictement égale à $f_1 + f_0$, donc croissante avec la durée de l'impulsion radar et d'écart type $\sigma_{\phi\text{MAG}}$.

À titre d'exemple, voici des valeurs typiques pour une chaîne de radar grande puissance à magnétron en bande L.

Fonctionnement	Portée	10 km	50 km	100 km
$\tau = 1,5 \mu\text{sec.}$ $F_R = 750 \text{ Hz}$	Magnétron	$15 \cdot 10^{-3}$	$15 \cdot 10^{-3}$	$15 \cdot 10^{-3}$
	STALO	$6 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-3}$	$11 \cdot 10^{-3}$
	COHO	$4 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$
$\tau = 4 \mu\text{sec.}$ $F_R = 250 \text{ Hz}$	Magnétron	$30 \cdot 10^{-3}$	$30 \cdot 10^{-3}$	$30 \cdot 10^{-3}$
	STALO	$15 \cdot 10^{-3}$	$20 \cdot 10^{-3}$	$25 \cdot 10^{-3}$
	COHO	$4 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$

On a toujours :

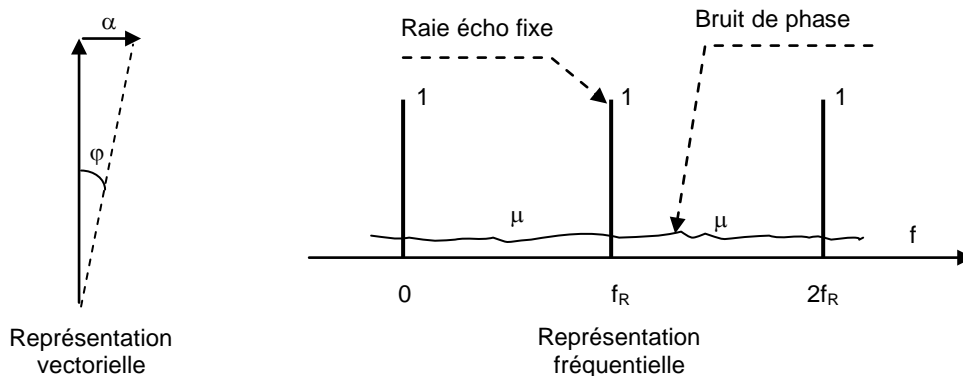
$$\sigma_{\phi} = \sqrt{\sigma_{\phi\text{MAG}}^2 + \sigma_{\phi\text{STALO}}^2 + \sigma_{\phi\text{COHO}}^2}$$

Pour des puissances émises moyennes ou faibles la stabilité peut être plus grande, elle décroît en général avec la longueur d'onde utilisée.

3.3 INTERPRETATION DES RESULTATS

Un écho fixe, qui devrait être vu sous une phase constante, sera en fait vu sous une phase variable d'écart type σ_{ϕ} .

Nous interpréterons ce résultat en disant qu'au vecteur de Fresnel représentant l'écho fixe (d'amplitude normée à 1) vient se superposer un vecteur parasite α en quadrature, dont l'effet est de créer le « bruit de phase » du radar, et dont la puissance est : $\sigma_{\alpha}^2 = \sigma_{\phi}^2$.



Ce bruit de phase se répartit en moyenne uniformément sur toutes les fréquences, et dans des conditions de fonctionnement données (durée d'impulsion τ , période de répétition T_R , retard t_k), la répartition spectrale du signal reçu sera (voir ci dessus) la somme des raies dues aux échos fixes et du bruit de phase.

Si μ est la puissance moyenne par Hz du bruit de phase (*densité spectrale du bruit de phase*) dans le spectre émis, nous aurons :

$$\frac{\text{Puissance bruit phase}}{\text{Puissance écho fixe}} = \int_{0}^{f_R} \frac{\mu \cdot df}{1} = \mu \cdot f_R$$

Ceci pour des raies d'amplitude unitaire, soit finalement

$$\sigma_{\alpha}^2 = \sigma_{\varphi}^2 = \mu \cdot f_R$$

4 TRAITEMENT PAR ANNULLATION, CIRCUITS VCM

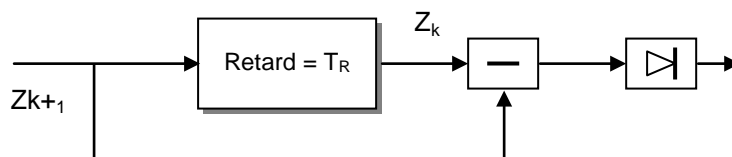
L'analyse du train d'impulsions faite au paragraphe 2 a montré que les cibles mobiles se distinguent des échos fixes par une variation d'une récurrence à la suivante de la vidéo issue du dernier mélangeur ou détecteur cohérent.

Pour mettre en évidence les cibles mobiles et supprimer les échos fixes, il suffit donc en principe de soustraire la vidéo cohérente de la récurrence $k + 1$ à celle de la récurrence k ; ainsi, les signaux dus à des échos fixes qui n'ont pas varié dans le temps sont éliminés, et les échos mobiles, qui ont varié d'une récurrence à la suivante donnent un signal non nul après soustraction. Ce procédé est étudié ci après.

4.1 VCM SIMPLE ANNULATION

4.1.1 Principe de base

Dans ce procédé on opère la différence entre deux signaux, intéressant la même cellule distance, issus de deux récurrences successives, le schéma de principe du VCM simple annulation est donné ci-après :



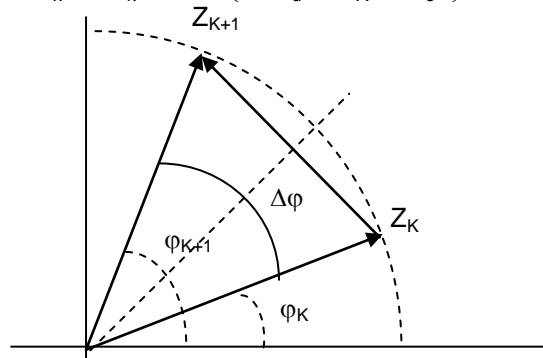
Le signal retardé de T_R et le signal non retardé sont comparés dans un circuit de soustraction. La vidéo cohérente issue du soustracteur est ensuite détectée avant d'être présentée aux systèmes d'exploitation.

4.1.2 Théories de la simple annulation

Théorie vectorielle

Elle consiste à travailler dans le plan de Fresnel sur les signaux vidéo complexes de la forme :

$$Z_k = X_k + jY_k = \exp\{ 2\pi f_d \cdot kT_R + \varphi_o \}$$



En simple annulation, le VCM compare deux signaux successifs : Z_{k+1} et Z_k On a alors :

$$\begin{aligned} Z_{k+1} &= \exp \left\{ j \left(2\pi f_d (k+1) T_R + \varphi_0 \right) \right\} \\ Z_k &= \exp \left\{ j \left(2\pi f_d (k) T_R + \varphi_0 \right) \right\} \end{aligned}$$

D'où :

$$\left| Z_{k+1} - Z_k \right| = \left| 2 \sin \left(\frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right| = \left| 2 \sin \left(\frac{\pi f_d}{f_R} \right) \right|$$

Théorie du filtrage

Le traitement réalisé dans le VCM peut être également considéré comme un filtrage du signal en fonction de sa fréquence $f = f_d$; le filtre considéré traitant les échantillons du signal $Z(t) = \exp\{j2\pi f_d t\}$, aux instants $t_k = t_0 + kT_R$.

La transmittance du filtre est facile à calculer en utilisant les variables de Laplace. En effet, la transformée de Laplace d'un retard τ est : $e^{-\tau \cdot p}$

d'où :

$$H(p) = 1 - e^{-\tau \cdot p} ; \text{ avec : } \tau = T_R$$

et :

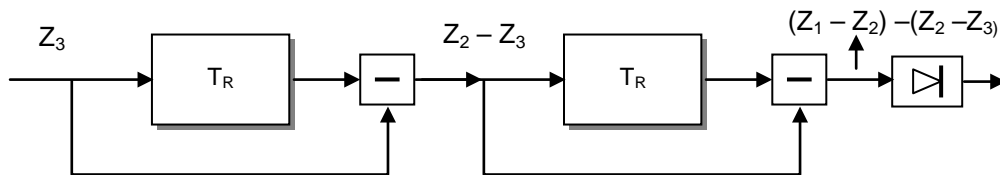
$$F(f) = H(2j\pi f) = 1 - e^{-2j\pi f T_R} = e^{-j\pi f T_R} (e^{+j\pi f T_R} - e^{-j\pi f T_R})$$

$$\left| F(f) \right| = \left| 2 \cdot \sin \left(\frac{\pi f}{f_R} \right) \right|$$

Dans ces conditions, on peut considérer le VCM comme un filtre linéaire placé dans le domaine des fréquences radar et élaborer une théorie fréquentielle de l'action du VCM.

4.2 VCM A DOUBLE ANNULATION

Dans ce procédé, l'opération différence est faite deux fois successivement d'après le principe suivant :

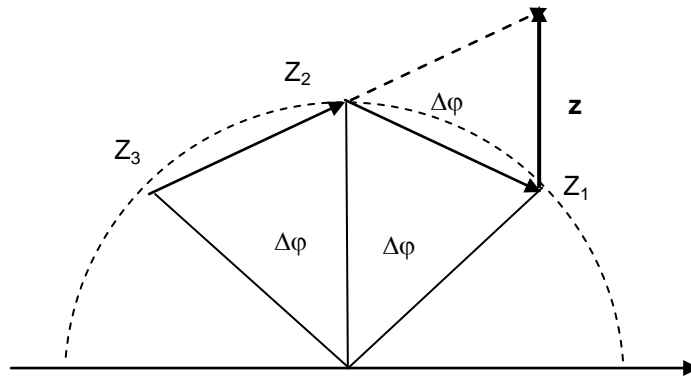


Deux signaux issus de la première annulation sont à nouveau comparés dans un circuit analogue au circuit de première annulation, la vidéo bipolaire ainsi traitée est détectée pour être présentée aux systèmes d'exploitation.

4.2.1 Théorie vectorielle

L'analyse dans le plan de Fresnel de l'effet de la double annulation devient :

$$\begin{aligned} z &= (Z_1 - Z_2) - (Z_2 - Z_3) \\ |z| &= 2 \left| \sin \frac{\Delta\varphi}{2} \right| \left| Z_1 - Z_2 \right| \end{aligned}$$



$$|z| = 4 \sin^2 \left(\frac{\pi f_d}{f_R} \right)$$

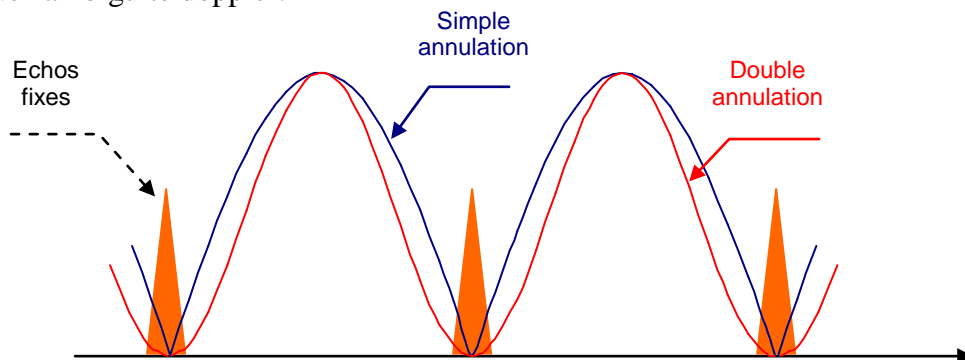
4.2.2 Filtre équivalent

Il est obtenu par la mise en service de deux filtres du type simple annulation. Sa transmittance est donc le carré de la transmittance d'un filtre de simple annulation, soit :

$$F(f) = 4 \sin^2 \left(\frac{\pi f}{f_R} \right)$$

La double annulation apporte un filtrage plus efficace des cibles de vitesse faible comme on le voit sur le schéma page suivante.

En particulier, les échos indésirables (*échos de sol*, *écho de mer*) qui encombrant un domaine étroit de fréquence doppler seront mieux éliminés. Par contre le domaine de bonne visibilité des cibles mobiles est réduit et, en moyenne, leur vision est moins bonne aux vitesses faibles ou proches de l'ambiguïté doppler.



5 PERFORMANCES DES VCM EN REGIME LINEAIRE

Dans ce paragraphe, nous considérons le fonctionnement des circuits VCM dans le cas où aucune limitation n'intervient dans la chaîne de réception. L'ensemble récepteur, circuit VCM, est alors équivalent à un filtre linéaire, et on peut étudier indépendamment son effet sur le signal mobile et sur les échos fixes dits « fouillis » ou « clutter », l'effet global sera obtenu par superposition des effets élémentaires.

Par ailleurs, le clutter intercepté par le faisceau radar est la somme d'une grande quantité d'échos ponctuels, de phases quelconques contenus dans le volume de confusion du radar.

L'effet de filtrage du VCM sur le clutter ne sera donc qu'un effet moyen, de même nature que l'effet d'un filtre sur un bruit.

On considérera donc l'effet du VCM sur le clutter comme un effet sur la puissance moyenne du clutter, et on définira les paramètres suivants :

TAUX D'ANNULATION

C'est le rapport :

$$T_A = \frac{\text{Puissance.moyenne.clutter.sortie.MTI}}{\text{Puissance.moyenne.clutter.entree.MTI}}$$

Certains auteurs prennent comme définition le rapport des rapports puissance du clutter sur puissance de bruit, le résultat est alors légèrement différent car alors il faut tenir compte de l'intégration (ou de la sommation) des bruits dans le VCM.

Les calculs qui seront faits plus loin mettent en évidence une différence de 3 dB en simple annulation et 8 dB en double annulation en faveur de la seconde définition, (ce qui est une manière élégante d'annoncer des performances supérieures avec le même matériel).

TAUX DE CONTRASTE

Il a pour but d'estimer l'action différentielle du VCM sur le clutter et sur la cible mobile. Étant donné que l'effet du VCM sur la cible mobile dépend de la vitesse de la cible, on a l'habitude de se placer dans le cas d'une **cible à la vitesse optimale**, c'est-à-dire dans le cas d'une cible de vitesse telle que le signal utile en sortie du VCM soit maximum (*ce qui est toujours une manière élégante d'annoncer les performances du matériel*).

Nous définirons le rapport signal sur clutter (S/C) comme :

$$\frac{S}{C} = \frac{\text{Puissance.crête.signal}}{\text{Puissance.moyenne.clutter}}$$

Ceci pour des raisons d'homogénéité avec le rapport Signal sur Bruit, et écrivons :

$$T_c = \frac{S/C.sortie.MTI}{S/C.entree.MTI}$$

TAUX DE VISIBILITÉ

Le taux de visibilité est lié aux possibilités de détection du radar, il doit donc dépendre de la probabilité de détection et de la probabilité de fausse alarme recherchée, donc en principe du traitement des signaux en aval du VCM.

Une règle pratique couramment admise est de prendre :

$$T_v = T_c - 6 \text{ dB}$$

Ce qui implique les conditions suivantes :

- le résidu d'écho fixe est ramené au niveau du bruit thermique du radar ou traité ultérieurement par un seuil séparé adapté au clutter.
- le rapport signal/clutter en sortie du VCM nécessaire à une bonne exploitation du signal est fixé à 6 dB, ce qui correspond environ à $P_d = 0,5$ et $P_{fa} = 5 \cdot 10^{-2}$ dans la mesure où l'on peut confondre les résidus du clutter avec du bruit thermique dans la récurrence radar.

Tous ces paramètres sont finalement liés au taux d'annulation sur lequel va maintenant porter l'étude des circuits VCM. Deux effets seront à étudier séparément :

- 1) Résidus de clutter dus aux instabilités des chaînes d'émission - réception du radar.
- 2) Résidus de clutter dus au spectre propre du clutter, l'étalement spectral du clutter pouvant être dû :
 - aux fluctuations du clutter lui-même,
 - aux mouvements de l'aérien du radar.

L'étude sera menée, au début, en utilisant la théorie vectorielle et celle du filtre équivalent.

5.1 RESIDUS DE CLUTTER DUS AUX INSTABILITES DE PHASE DU RADAR (T_{A1})

5.1.1 Simple annulation

Nous avons vu au paragraphe 3, que les instabilités des chaînes d'émission - réception pouvaient se traduire par :

- une instabilité de phase d'écart type σ_φ
- un bruit de phase de densité spectrale μ

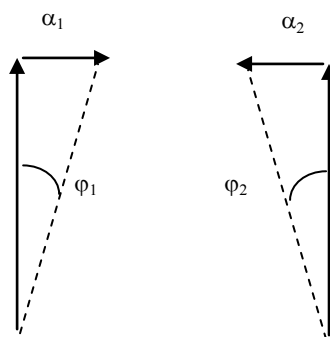
qui sont deux manières d'interpréter le même phénomène, les paramètres précédents étant reliés par la relation :

$$\sigma_\varphi^2 = \mu \cdot f_R$$

On peut donc considérer cet effet parasite en utilisant les deux méthodes : vectorielle et filtre équivalent.

a Méthode vectorielle

La fluctuation de phase se traduit du point de vue vectoriel par l'addition au vecteur écho fixe de phase constante et d'amplitude normée à 1, d'un vecteur aléatoire α en quadrature et d'écart type $\sigma_\alpha = \sigma_\varphi$.



Sur deux mesures successives on aura donc la configuration suivante :

$$Z_1 = 1 + j\alpha_1$$

$$Z_2 = 1 + j\alpha_2$$

Le VCM fait l'opération :

$$z = Z_2 - Z_1 = j(\alpha_2 - \alpha_1)$$

α_2 et α_1 sont des variables aléatoires indépendantes, puisque dues aux dérives du radar à des instants différents.

z est donc une variable aléatoire d'écart type :

$$\sigma_z = \sigma_{\Delta\alpha} = \sigma_{\Delta\varphi} = \sqrt{\sigma_\alpha^2 + \sigma_\alpha^2} = \sigma_\alpha \sqrt{2} = \sigma_\varphi \sqrt{2}$$

La puissance du clutter à l'entrée du VCM est unitaire (en réalité $1 + \sigma_\alpha^2$), à sa fluctuation près.

En sortie du VCM, elle sera égale à :

$$\bar{z}^2 = \sigma_z^2 = 2\sigma_\varphi^2 = \sigma_{\Delta\varphi}^2$$

car $\alpha \sim \varphi$; d'où le taux d'annulation :

$$T_{A11} = \frac{1}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} = \frac{1}{2\sigma_\varphi^2}$$

On a fait ici apparaître la variable : $\sigma_{\Delta\varphi}$, écart type de l'écart de phase, entre une récurrence et la suivante, de deux signaux issus d'un même écho fixe, car c'est une valeur directement accessible à la mesure.

b Filtre équivalent

Le filtre équivalent est la répétition de tous les f_R de la loi :

$$|F(f)| = 2 \left| \sin \left(\frac{\pi f}{f_R} \right) \right|$$

On peut donc ne le considérer qu'entre les fréquences 0 et f_R . Avant filtrage, la puissance de l'écho fixe est :

$$P_{me} = 1 + \int_0^{f_R} \mu \cdot df \cong 1$$

Après filtrage, la composante continue du clutter est annulée ($|F(f)| = 0$ si $f = 0$) il ne reste que l'effet du bruit de phase dont la puissance moyenne est :

$$\begin{aligned} P_{ms} &= \int_0^{f_R} \mu \cdot |F(f)|^2 \cdot df \\ &= \mu \int_0^{f_R} 4 \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi f}{f_R} \right) df = \mu f_R \int_0^1 4 \cdot \sin^2(\pi u) du = 2\mu f_R \int_0^1 (1 - \cos 2\pi u) du \end{aligned}$$

Soit :

$$P_{ms} = 2\mu f_R$$

D'où le taux d'annulation :

$$T_{A1} = \frac{P_{me}}{P_{ms}} = \frac{1}{2\mu f_R} = \frac{1}{2\sigma_\varphi^2} = \frac{1}{2\sigma_{\Delta\varphi}^2}$$

Nous retiendrons finalement :

$$T_{A11} = \frac{1}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} = \frac{1}{2 \cdot \mu \cdot f_R}$$

5.1.2 Double annulation

a Méthode vectorielle

Dans ce cas, l'opération s'effectue sur trois signaux successifs.

$$Z_1 = 1 + j\alpha_1$$

$$Z_2 = 1 + j\alpha_2$$

$$Z_3 = 1 + j\alpha_3$$

L'opération effectuée par la double annulation est :

$$z = (Z_1 - Z_2) - (Z_2 - Z_3) = Z_1 - 2Z_2 + Z_3 = j(\alpha_1 - 2\alpha_2 + \alpha_3)$$

- α_1 : a pour écart type σ_α
- $2\alpha_2$: a pour écart type $2\sigma_\alpha$
- α_3 : a pour écart type σ_α

Les trois variables sont indépendantes, leurs variances s'ajoutent, soit :

$$\sigma_z = \sqrt{\sigma_\alpha^2 + 4\sigma_\alpha^2 + \sigma_\alpha^2} = \sqrt{6\sigma_\alpha^2}$$

et le taux d'annulation :

$$T_{A12} = \frac{1}{\sigma_z^2} = \frac{1}{6\sigma_\alpha^2} = \frac{1}{3\sigma_{\Delta\varphi}^2}$$

b Filtre équivalent

Le filtre équivalent a pour loi :

$$|F(f)| = 4 \sin^2 \left(\frac{\pi f}{f_R} \right)$$

Dans ces conditions, la puissance moyenne du clutter après filtrage est :

$$\begin{aligned} P_{ms} &= 16 \mu \int_0^{f_R} \sin^4 \left(\frac{\pi f}{f_R} \right) \cdot df = 16 \cdot \mu f_R \int_0^1 \left(\frac{1 - \cos 2\pi u}{2} \right)^2 du \\ &= 4 \cdot \mu f_r \int_0^1 (1 - 2 \cos 2\pi u + \cos^2 2\pi u) du = 6 \mu f_R \end{aligned}$$

D'où :

$$TA_{12} = \frac{1}{6\mu f_R} = \frac{1}{6\sigma_\alpha^2} = \frac{1}{3\sigma_{\Delta\varphi}^2}$$

c Conclusion

Les deux méthodes sont équivalentes et aboutissent (ce qui est heureux) au même résultat. On peut également en déduire la variation du bruit thermique due au filtrage par le VCM. En effet le VCM agit de la même manière sur le bruit thermique et sur le bruit d'émission.

Avant filtrage, la puissance de bruit (entre 0 et f_R) est : $b \cdot f_R$. Après filtrage elle devient : $2 b \cdot f_R$ en simple annulation et $6 b \cdot f_R$ en double annulation

D'où les différences citées précédemment entre les deux définitions du taux d'annulation.

5.2 RESIDUS DE CLUTTER DUS A LA ROTATION DE L'AERIEN (TA₂) (RADAR PANORAMIQUE)

Comme nous l'avons déjà vu, le clutter intercepté par le faisceau radar est la somme d'une grande quantité de signaux de retour d'échos ponctuels, contenus dans le volume de confusion du radar. Ces signaux sont de phases relatives quelconques et, en moyenne, se somment en puissance. Lorsque la position de l'aérien varie dans le temps, les échos élémentaires sont successivement éclairés avec un gain différent, il en résulte une variation des caractéristiques du clutter qui ne pourra être éliminé par le VCM.

Deux méthodes peuvent être employées pour estimer ce résidu dans le cas des radars de veille à balayage continu du faisceau d'antenne :

- Calcul direct de la variation relative de la puissance du clutter due au mouvement de l'aérien (*Méthode employée par Merrill-I-Skolnik*), qui correspond à la théorie vectorielle.
- Calcul de l'élargissement du spectre du clutter et application de la méthode du filtre équivalent.

Nous allons les examiner successivement.

5.2.1 Simple annulation

a Méthode vectorielle

La puissance du clutter interceptée par l'aérien radar est à un coefficient près :

$$P = \int_{-\pi}^{+\pi} G^2(\theta) d\theta \approx \int_{-\infty}^{+\infty} G^2(\theta) d\theta$$

La variation de puissance due aux mouvements de l'aérien est dans les mêmes conditions :

$$\Delta P = \int_{-\infty}^{+\infty} [\Delta G(\theta, \Delta\theta)]^2 d\theta = \int_{-\infty}^{+\infty} [G(\theta + \Delta\theta) - G(\theta)]^2 d\theta$$

La variation relative de puissance due aux mouvements de l'aérien sera donc :

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} [G(\theta + \Delta\theta) - G(\theta)]^2 d\theta}{\int_{-\infty}^{+\infty} G^2(\theta) d\theta}$$

Plaçons-nous dans l'approximation du « lobe gaussien » où le gain a pour expression (si θ_0 est l'ouverture à 3 dB du lobe d'antenne) :

$$G(\theta) = G_0 \exp \left\{ -2,8 \left(\frac{\theta}{\theta_0} \right)^2 \right\}$$

Si $\Delta\theta$ est petit,

$$G(\theta + \Delta\theta) - G(\theta) \approx \Delta\theta \frac{dG(\theta)}{d\theta}$$

Avec :

$$\frac{dG}{d\theta} = -G_0 \cdot \exp \left\{ -2,8 \left(\frac{\theta}{\theta_0} \right)^2 \right\} \cdot \frac{5,6 \cdot \theta}{\theta_0^2}$$

Il vient donc :

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{(\Delta\theta)^2 \int_{-\infty}^{+\infty} G_0^2 \left(\frac{5,6}{\theta_0}\right)^2 \theta^2 \cdot \exp\left\{-\frac{5,6}{\theta_0^2} \theta^2\right\} d\theta}{\int_{-\infty}^{+\infty} G_0^2 \cdot \exp\left\{-\frac{5,6}{\theta_0^2} \cdot \theta^2\right\} d\theta}$$

On donne les résultats des intégrales suivantes :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\alpha\theta^2} d\theta = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \alpha^2 \theta^2 e^{-\alpha\theta^2} d\theta = \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$$

Dans notre cas :

$$\alpha = \frac{5,6}{\theta_0^2}$$

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{(\Delta\theta)^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha^2 \theta^2 e^{-\alpha\theta^2} d\theta}{\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\alpha\theta^2} d\theta} = (\Delta\theta)^2 \frac{\alpha}{2}$$

$$\frac{\Delta P}{P} = 2,8 \left(\frac{\Delta\theta}{\theta_0}\right)^2$$

Soit en remarquant que le nombre n_0 de récurrences radar dans le lobe à 3 dB est :

$$n_0 = \frac{\theta_0 f_r}{\Omega} = \frac{\theta_0}{\Delta\theta}$$

$$\boxed{\frac{\Delta P}{P} = \frac{2,8}{n_0^2}}$$

Interprétation du résultat:

Ce résultat peut s'interpréter de la manière suivante. Au vecteur stable écho fixe, viennent se superposer deux vecteurs aléatoires : $\Delta\alpha_A$ en quadrature avec le signal et $\Delta\beta_A$, en phase avec le signal ; dus à l'effet de rotation d'aérien, qui portent la variation de puissance $\Delta P/P$. La simple annulation supprime la partie fixe du vecteur, et il ne reste plus que sa partie aléatoire :

$$\frac{\Delta P}{P} = \overline{\Delta\alpha_A^2} + \overline{\Delta\beta_A^2}$$

Le taux d'annulation du VCM est alors :

$$T_{A21} = \frac{1}{\overline{\Delta\beta_A^2} + \overline{\Delta\alpha_A^2}} = \frac{P}{\Delta P}$$

$$\boxed{T_{A21} = \frac{n_0^2}{2,8}}$$

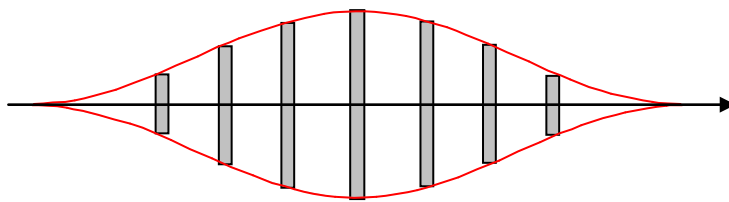
b Méthode du filtre équivalent

A partir de la connaissance du lobe d'aérien et de son mouvement, on peut déterminer le spectre du train d'impulsions renvoyé par un écho fixe particulier. La transmittance du filtre équivalent étant connue, on pourra en déduire l'effet du filtrage sur la puissance de l'écho fixe considéré.

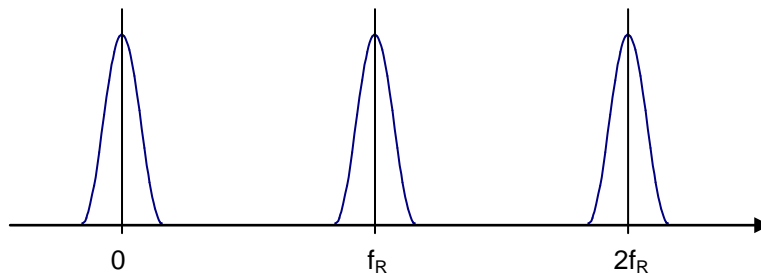
La puissance globale de clutter est la somme des puissances renvoyées par chaque écho fixe contenu dans le volume de confusion du radar. Nous savons que dans ce cas les spectres de puissances s'ajoutent, l'effet global du VCM sur la somme des échos sera donc le même que l'effet élémentaire sur chaque écho particulier.

On conserve ici l'hypothèse du lobe gaussien.

Le train d'impulsions renvoyé par un écho fixe a comme allure :



C'est l'échantillonnage du lobe en puissance de l'aérien par un train d'impulsions de durée τ et de période T_R . Si $\tau \ll T_R$ on peut considérer que son spectre est la répétition, tous les $f_R = 1/T_R$, du spectre du signal échantillonné (voir le théorème de Shannon au chapitre 16), comme représenté sur la figure suivante.



Le premier problème est donc de calculer la transformée de Fourier de $G(t)$. On partira de la relation suivante :

L'expression :

$$S(t) = \exp \left\{ \frac{-\beta^2 t^2}{2} \right\}$$

a pour transformée de Fourier à un coefficient près :

$$H(f) = \exp \left\{ \frac{-(2\pi f)^2}{2\beta^2} \right\}$$

Dans le cas présent on connaît le gain de l'aérien :

$$G(\theta) = G_0 \exp \left\{ \frac{-2,8}{\theta_0^2} \theta^2 \right\}$$

Si Ω est la vitesse de rotation de l'aérien $\theta = \Omega t$. L'amplitude du signal reçu, proportionnelle au gain de l'aérien, s'écrit :

$$G(t) = G_0 \exp \left\{ -\frac{2,8 \cdot \Omega^2}{\theta_0^2} t^2 \right\}$$

Soit :

$$\beta^2 = \frac{5,6 \cdot \Omega^2}{\theta_0^2}$$

$G(t)$ a pour transformée de Fourier à un coefficient près :

$$H(f) = \exp \left\{ -\frac{(2\pi f)^2 \theta_0^2}{11,2 \cdot \Omega^2} \right\} = \exp \left\{ -\frac{\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \cdot \Omega^2} \cdot f^2 \right\}$$

La puissance du clutter avant filtrage est alors :

$$P_{me} = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

Après filtrage, elle devient :

$$P_{ms} = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 |F(f)|^2 df$$

Soit ici comme dans le domaine utile du spectre de l'écho fixe :

$$|F(f)| = \left| 2 \sin \left(\frac{\pi f}{f_R} \right) \right| \cong \left| \frac{2\pi f}{f_R} \right|$$

D'où l'expression des puissances :

$$P_{me} = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \cdot df = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp \left\{ -\frac{2\pi^2 \theta_0^2 f^2}{2,8 \Omega^2} \right\} \cdot df = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\alpha f^2} \cdot df = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$$

Avec :

$$\alpha = \frac{2\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \cdot \Omega^2}$$

$$P_{ms} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{4\pi^2}{f_R^2} \cdot f^2 \exp \left\{ -\frac{2\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \Omega^2} f^2 \right\} \cdot df = \frac{4\pi^2}{f_R^2} \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 e^{-\alpha f^2} \cdot df = \frac{1}{2\alpha} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \cdot \frac{4\pi^2}{f_R^2}$$

D'où le taux d'annulation :

$$T_{A21} = \frac{P_{me}}{P_{ms}} = 2\alpha \cdot \frac{f_R^2}{4\pi^2} = \frac{4\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \cdot \Omega^2} \cdot \frac{f_R^2}{4\pi^2} = \frac{1}{2,8} \cdot \left(\frac{\theta_0 f_R}{\Omega} \right)^2$$

Soit, comme : $n_0 = \theta_0 \cdot f_R / \Omega$

$$\boxed{TA_{21} = \frac{n_0^2}{2,8}}$$

Dans ce cas encore, l'équivalence des deux méthodes est vérifiée, et nous aurons l'occasion de revenir sur ce modèle de « *Spectre gaussien* ».

Validité du modèle

Pour vérifier l'influence de la nature du lobe d'aérien, ce calcul a été repris dans le cas d'un aérien à loi d'éclairement uniforme. Il conduit au résultat :

$$TA_{21} \approx \frac{n_0^2}{3,2}$$

Le résultat trouvé dans cette hypothèse est très comparable à celui trouvé avec l'hypothèse du lobe gaussien (écart 0,6 dB). On peut donc en déduire que la forme du lobe d'aérien joue peu sur le taux d'annulation du VCM.

5.2.2 Double annulation

a Méthode vectorielle

La méthode vectorielle devient plus complexe ; nous nous contenterons d'en donner les grandes lignes.

La première annulation se représente par l'opération

$$(G(\theta + \Delta\theta) - G(\theta)) = \Delta\theta G'(\theta)$$

La seconde annulation à partir des résultats de la première revient à effectuer :

$$\Delta\theta \cdot G'(\theta + \Delta\theta) - \Delta\theta G'(\theta) \cong (\Delta\theta)^2 G''(\theta)$$

Le taux d'annulation du VCM est alors :

$$TA_2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} G^2(\theta) d\theta}{(\Delta\theta)^4 \int_{-\infty}^{+\infty} G''^2(\theta) d\theta}$$

Avec :

$$G(\theta) = e^{-2,8(\theta/\theta_0)^2} ; G'(\theta) = -\frac{5,6}{\theta_0^2} \theta \cdot e^{-2,8(\theta/\theta_0)^2}$$

$$G''(\theta) = \frac{d}{d\theta} \left(\frac{5,6}{\theta_0^2} \theta \cdot e^{-2,8(\theta/\theta_0)^2} \right) = -\frac{5,6}{\theta_0^2} e^{-2,8(\theta/\theta_0)^2} + \left(\frac{5,6}{\theta_0^2} \right)^2 \theta^2 e^{-2,8(\theta/\theta_0)^2}$$

Posons :

$$\alpha = \frac{5,6}{\theta_0^2}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G^2(\theta) d\theta = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\alpha\theta^2} d\theta$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G''^2(\theta) d\theta = \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha^2 e^{-\alpha\theta^2} d\theta - 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha^3 \theta^2 e^{-\alpha\theta^2} d\theta + \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha^4 \theta^4 e^{-\alpha\theta^2} d\theta$$

Et on donne les résultats suivants :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\alpha\theta^2} d\theta = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} ; \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha^2 \theta^2 e^{-\alpha\theta^2} d\theta = \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} ; \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha^4 \theta^4 e^{-\alpha\theta^2} d\theta = \frac{3\alpha^2}{4} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$$

D'où :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G^2(\theta) d\theta = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G''^2(\theta) d\theta = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \left(\alpha^2 - 2\alpha \cdot \frac{\alpha}{2} + \frac{3\alpha^2}{4} \right) = \frac{3\alpha^2}{4} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$$

Soit :

$$T_{A22} = \frac{4}{3\alpha^2(\Delta\theta)^4} = \frac{4}{3 \cdot 5,6^2} \left(\frac{\theta_0}{\Delta\theta} \right)^4, \text{ avec : } \frac{\theta_0}{\Delta\theta} = n_0$$

$$T_{A22} \approx \frac{n_0^4}{23,5}$$

Ou en prenant la valeur plus précise de : $G(\theta) = e^{-2,77(\theta/\theta_0)^2}$

$$T_{A22} \approx \frac{n_0^4}{23}$$

b Méthode du filtre équivalent

On part du spectre du signal gaussien :

$$H(f) = \exp \left\{ -\frac{\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \cdot \Omega^2} \cdot f^2 \right\}$$

La transmittance du filtre de double annulation s'écrit aux environs du zéro :

$$F(f) = \frac{4 \cdot \pi^2 f^2}{f_R^2}$$

$$P_{me} = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 \cdot df = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp \left\{ -\frac{2\pi^2 \theta_0^2 f^2}{2,8 \cdot \Omega^2} \right\} \cdot df = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\alpha f^2} \cdot df = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}}$$

$$\alpha = \frac{2\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \cdot \Omega^2}$$

$$P_{ms} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{16\pi^4}{f_R^4} \cdot f^4 \exp \left\{ -\frac{2\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \cdot \Omega^2} f^2 \right\} \cdot df = \frac{16\pi^4}{f_R^4} \int_{-\infty}^{+\infty} f^4 e^{-\alpha f^2} \cdot df = \frac{3}{4\alpha^2} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \cdot \frac{16\pi^4}{f_R^4}$$

d'où le taux d'annulation :

$$T_{A22} = \frac{P_{me}}{P_{ms}} = \frac{4\alpha^2}{3} \cdot \frac{f_R^4}{16\pi^4} = \frac{4}{3} \cdot \left(\frac{2\pi^2 \theta_0^2}{2,8 \cdot \Omega^2} \right)^2 \cdot \frac{f_R^4}{16\pi^4} = \frac{1}{3 \cdot 2,8^2} \cdot \left(\frac{\theta_0 f_R}{\Omega} \right)^4$$

$$T_{A22} = \frac{n_0^4}{23,5}$$

Ou en prenant la valeur plus précise de : $G(\theta) = e^{-2,77(\theta/\theta_0)^2}$

$$TA_{22} \approx \frac{n_0^4}{23}$$

La concordance entre les deux méthodes étant maintenant clairement établie ; seule la méthode du filtrage sera poursuivie par la suite.

5.3 RÉSIDUS DUS À LA FLUCTUATION NATURELLE DU CLUTTER (TA₃)

5.3.1 Nature du phénomène

Les différents réflecteurs élémentaires composant le clutter intercepté par le radar peuvent varier en orientation et en position, sous l'effet du vent (*par exemple : feuilles des arbres, échos de pluie, vagues sur la mer*) ; en outre, les variations de condition de propagation peuvent venir accentuer le phénomène.

Il en résulte une fluctuation lente du clutter au cours du temps, qui se traduit par un élargissement de son spectre.

Ces effets sont assez complexes, et on est amené à choisir des modèles théoriques de clutter issus de l'expérience, ceux-ci seront détaillés au chapitre 14.

Un modèle couramment admis est de prendre une densité spectrale de clutter de la forme :

$$\Phi_c(f) = \exp - \frac{(f - f_0)^2}{2\sigma_{fc}^2}$$

σ_{fc} est l'écart type de la déviation de fréquence du clutter ; celui - ci dépend de la longueur d'onde utilisée et de la nature du clutter.

Pour une longueur d'onde de 10 cm, on rencontre les valeurs typiques suivantes :

- clutter de sol : 1 à 5 Hz
- clutter de mer : 10 à 30 Hz
- clutter atmosphérique : 30 à 100 Hz

Toutes choses égales par ailleurs, σ_{fc} est inversement proportionnel à la longueur d'onde.

f_0 est la fréquence doppler moyenne du clutter, due à la vitesse moyenne relative, du clutter.

Dans le cas des « radars de sol », seul le déplacement des éléments réflecteurs entre en jeu, ce qui permet d'écrire :

- $f_0 \approx 0$, pour le clutter de sol
- $f_0 = 2W/\lambda$, pour le clutter atmosphérique (W : vitesse radiale du vent)

Pour la mer, le phénomène est plus complexe, on admet néanmoins que les éléments réflecteurs sont dans l'ensemble poussés par le vent, leur vitesse restant relativement lente. Nous prendrons comme règle moyenne $W_o \approx W/8$ (cf. chapitre 14), et :

$$f_0 \approx \frac{W}{4\lambda}$$

Pour les « radars de bord » s'ajoute la vitesse de déplacement du véhicule porteur, ce cas est traité au paragraphe 11.

5.3.2 Combinaison avec l'effet de rotation d'aérien

Nous avons vu que la rotation de l'aérien provoque sur un écho parfaitement fixe, un élargissement de spectre du signal reçu³.

Pour tenir compte de la combinaison de ces deux effets indépendants on définira un spectre de puissance global :

$$\Phi(f) = \exp \left\{ -\frac{(f - f_0)^2}{2\sigma_f^2} \right\}$$

Avec :

- f_0 déviation moyenne du clutter
- σ_f écart type de la déviation de fréquence globale

Et :

$$\sigma_f^2 = \sigma_{fc}^2 + \sigma_{fa}^2$$

Où :

- σ_{fc} écart type de la déviation de fréquence du clutter
- σ_{fa} écart type de la déviation de fréquence due à la rotation d'aérien.

Ce qui revient à combiner les deux variables en supposant que leur probabilité d'apparition à chaque fréquence f est proportionnelle à la puissance portée par cette fréquence, hypothèse très réaliste.

5.3.3 Calcul de σ_{fa}

σ_{fa} peut être calculé en écrivant le spectre de puissance du clutter dû à la rotation d'aérien sous forme exponentielle, ce qui a été fait au paragraphe 5.2.1.b, où, dans l'hypothèse d'un lobe gaussien, on obtenait un spectre d'amplitude

$$H(f) = \exp \left\{ -\frac{\pi^2 \theta_0^2 f^2}{2,8 \cdot \Omega^2} \right\}$$

Soit en se souvenant que $n_0 = \theta_0 \cdot f_R / \Omega$ et en passant au spectre de puissance :

$$\Phi_a(f) = |H(f)|^2 = \exp \left\{ -\frac{2\pi^2 n_0^2 f^2}{2,8 \cdot f_R^2} \right\}$$

³ L'aspect théorie du signal de ce phénomène a été examiné au paragraphe 5.2, on peut en donner une interprétation physique simple. Soient :

- Ω : la vitesse de rotation de l'aérien
- L : la largeur de l'aérien

La vitesse de l'extrémité de l'aérien est alors :

$$v = \frac{L\Omega}{2}$$

Ce qui fait que la fréquence doppler des différents points de l'aérien est comprise entre $-L\Omega/\lambda$ et $+L\Omega/\lambda$. Cet effet est de même nature que celui entraînant la déviation doppler naturelle du clutter, et viendra entraîner un élargissement supplémentaire du spectre doppler.

A identifier avec :

$$\Phi_a(f) = \exp \left\{ -\frac{f^2}{2\sigma_{fa}^2} \right\}$$

Ce qui donne :

$$\sigma_{fa}^2 = \frac{2,8 \cdot f_R^2}{4\pi^2 n_0^2}$$

Et :

$$\sigma_{fa} \approx \frac{0,27 \cdot f_R}{n_0}$$

5.3.4 Calcul de T_{A3}

Seule la méthode du filtre équivalent est applicable ; si $F(f)$ est la transmittance du filtre :

$$T_{A3} = \frac{P_{me}}{P_{ms}} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(f) |F(f)|^2 df}$$

Les calculs sont généralement assez complexes. Néanmoins, au stade de l'avant projet, dans les cas où la largeur de spectre du clutter est faible devant f_R , on pourra développer $F(f)$ autour de f_0 sous forme d'une équation algébrique et calculer les intégrales correspondantes en se souvenant que :

$$\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} (y)^{2n} \cdot \exp \left\{ -\frac{y^2}{2\sigma^2} \right\} \cdot dy = \frac{(2n)!}{2^n \cdot n!} \sigma^{2n}$$

Les moments d'ordre impair étant tous nuls.

5.4 PERFORMANCES GLOBALES EN PRÉSENCE D'ÉCHOS FIXES

À partir des résultats obtenus aux paragraphes précédents, nous pouvons exprimer les performances globales des circuits VCM en régime linéaire.

5.4.1 Taux d'annulation

Les résidus de clutter calculés aux paragraphes 5.1 et 5.2 ou 5.3 sont dus à des causes indépendantes (*bruit de phase du radar, rotation d'aérien et fluctuation du clutter*) ; on peut donc dire qu'ils s'ajoutent en puissance.

Dans ces conditions, le taux d'annulation global :

$$T_A = \frac{\text{Puissance.moyenne.clutter.sortie.MTI}}{\text{Puissance.moyenne.clutter.entrée.MTI}} = \frac{P_{me}}{\sum P_{ms}}$$

répond à la relation :

$$\frac{1}{T_A} = \frac{1}{T_{A1}} + \frac{1}{T_{A3}}$$

Dans le cas des échos de sol, σ_{fc} est généralement négligeable devant σ_{fa} ce qui permet de poser $T_{A3} \approx T_{A2}$ et :

$$\frac{1}{T_A} \approx \frac{1}{T_{A1}} + \frac{1}{T_{A2}}$$

En simple annulation sur écho de sol :

$$T_{A1} = \frac{1}{\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{2,8}{n_0^2}}$$

En double annulation sur écho de sol :

$$T_{A2} = \frac{1}{3\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{23}{n_0^4}}$$

EXEMPLES

Simple annulation, $\sigma_{\Delta\varphi} = 30 \cdot 10^{-3}$ rad

n_0	10	20	40
T_{A1} (dB)	15,4	21	25,8

Simple annulation, $\sigma_{\Delta\varphi} = 3 \cdot 10^{-3}$ rad

n_0	10	20	40
T_{A1} (dB)	15,5	21,5	27,5

Double annulation, $\sigma_{\Delta\varphi} = 30 \cdot 10^{-3}$ rad

n_0	10	20	40
T_{A2} (dB)	23	25,5	27,7

Double annulation, $\sigma_{\Delta\varphi} = 3 \cdot 10^{-3}$ rad

n_0	10	20	40
T_{A2} (dB)	27,7	37,7	44,5

On voit ici apparaître l'influence prépondérante de n_0 en simple annulation quel que soit le bruit de phase, et son masquage par les bruits de phase élevés en double annulation. Ce dernier filtre ne prend tous ses avantages que pour des bruits de phase très faibles.

Les autres cas (échos de mer, clutter atmosphérique) sont des cas d'espèces à étudier suivant les conditions imposées par l'environnement du radar. Des modèles d'environnement seront proposés au chapitre 14.

5.4.2 Taux de contraste

Par définition :

$$T_c = \frac{S/C_{\text{sortie.MTI}}}{S/C_{\text{entrée.MTI}}} = \frac{C_{\text{entrée}}}{C_{\text{sortie}}} \cdot \frac{S_{\text{sortie}}}{S_{\text{entrée}}} = T_A \cdot \left(\frac{A_s}{A_e}\right)^2$$

Si A est l'amplitude maximale d'un signal à la « vitesse optimale », c'est à dire à la fréquence doppler où la transmittance du filtre est de maximale, soit pour :

$$f_d = f_R / 2, \text{ ou : } \frac{\pi f_d}{f_R} = \frac{\pi}{2}$$

On notera en outre que le spectre du signal de largeur utile f_R/n_0 est faible devant f_R et que l'on peut négliger la variation de $F(f)$ à l'intérieur du spectre du signal. Ceci conduit à :

Simple annulation :

$$F(f)_{\max} = 2 \sin \left(\frac{\pi f_d}{f_R} \right) = 2 \Rightarrow \left(\frac{A_s}{A_e} \right)^2 = 4$$

On aura donc :

$$T_{C1} = 4T_{A1} = \frac{4}{\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{2,8}{n_0^2}}$$

$$T_{C1} = T_{A1} + 6 \text{ dB}$$

Cela n'est évidemment valable qu'à la vitesse optimale ; en effet on peut vérifier que :

- pour : $f_d = f_R/4$, $A_s^2 = 2$ et $T_{C1} = T_{A1} + 3\text{dB}$
- et pour : $f_d = f_R/6$, $A_s^2 = 1$ et $T_{C1} = T_{A1}$

Le taux de contraste dépend donc en pratique de la vitesse des cibles.

Double annulation

$$F(f)_{\max} = 4 \sin^2 \left(\frac{\pi f_d}{f_R} \right) = 4 \Rightarrow \left(\frac{A_s}{A_e} \right)^2 = 16$$

En se plaçant à la vitesse optimale, on a donc :

$$T_{C2} = 16 \cdot T_{A2} = \frac{16}{3\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{23}{n_0^4}}$$

$$T_{C2} = T_{A2} + 12 \text{ dB}$$

Là encore en pratique T_C dépend de la vitesse de la cible :

- pour : $f_d = f_R/4$, $A_s^2 = 4$ et $T_{C2} = T_{A2} + 6\text{dB}$
- et pour : $f_d = f_R/6$, $A_s^2 = 1$ et $T_{C2} = T_{A2}$

Le taux de contraste reste quand même meilleur qu'en simple annulation pour f_d voisin de $f_R/2$.

5.4.3 Taux de visibilité en présence d'échos de sol

Par définition :

$$T_V = T_C - 6 \text{ dB}$$

$$T_V = \frac{T_C}{4}$$

A la vitesse optimale, les résultats sont affichés page suivante.

Simple annulation

Double annulation

Triple annulation

$$T_{V1} = T_{A1} = \frac{1}{\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{2,8}{n_0^2}}$$

$$T_{V2} = 4T_{A2} = \frac{4}{3\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{23}{n_0^4}}$$

$$T_{V3} = 16T_{A3} = \frac{16}{10\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{300}{n_0^6}}$$

Les résultats qui précèdent ne sont valables que pour des circuits VCM en régime linéaire.

SYNTHÈSE

Le taux de visibilité représente pour une cible à la vitesse optimale le rapport entre la puissance du clutter et la puissance de la cible, au - delà duquel la détection de la cible n'est plus assurée avec des performances suffisantes. Il a été défini de telle manière que le rapport signal/clutter soit supérieur ou égal à 6 dB en sortie du VCM.

Il faut noter en outre que dans les cas étudiés :

- Le taux de visibilité dépend en pratique de la vitesse des cibles, d'où une perte moyenne de l'ordre de 3 dB sur T_{V1} , 4 dB sur T_{V2} , 5 dB sur T_{V3} .
- Ces performances sont assujetties à l'apparition de fréquences aveugles liées à l'ambiguïté de la mesure de la fréquence doppler (tous les f_R), les moyens utilisés pour réduire cette ambiguïté font l'objet du paragraphe 10.

6 PERFORMANCES DES VCM EN RÉGIME LIMITÉ

Pour des raisons pratiques, on précède souvent les circuits VCM de circuits limiteurs en se basant sur les considérations ci-après

Le taux d'annulation du VCM est limité. Si un écho fixe est de surface équivalente trop élevée, après passage dans le VCM il donnera naissance à des résidus importants, qui viendront gêner l'exploitation ultérieure du signal : en exploitation manuelle parce que l'image délivrée contiendra encore trop d'échos de clutter pour être exploitable, en exploitation automatique parce que ces mêmes échos de clutter viendront saturer l'extracteur.

On peut alors limiter, à l'entrée du VCM, l'amplitude des échos fixes de telle manière que les résidus, noyés dans le bruit, ne soient plus gênants. Il suffit pour cela d'aligner le niveau de limitation sur le taux d'annulation du VCM.

L'influence de la limitation porte sur le taux d'annulation et sur les conditions de visibilité des cibles mobiles.

6.1 TAUX D'ANNULATION EN RÉGIME LIMITÉ

a Effet du bruit de phase du radar

Le bruit apporté par les instabilités de la chaîne d'émission - réception ne joue que sur la phase des signaux ; son effet est le même en régime limité et en régime linéaire. T_{A1} reste donc inchangé.

b Effet de la fluctuation des échos fixes

La fluctuation des échos fixes, qu'elle soit due à la rotation de l'aérien ou à des causes naturelles, se traduit par une variation aléatoire du vecteur écho fixe, en amplitude et en phase. Nous l'avons interprétée au paragraphe 5.2 en disant qu'au vecteur écho fixe, d'amplitude et de phase constante, venaient se superposer deux vecteurs aléatoires $\Delta\alpha_A$ en quadrature avec la signal et $\Delta\beta_A$ en phase avec la signal, de telle sorte que pour une puissance unitaire de l'écho fixe à l'entrée du VCM on ait en sortie :

$$P_{ms} = \Delta P = \overline{\Delta\alpha_A^2} + \overline{\Delta\beta_A^2}$$

La limitation supprime l'effet du vecteur $\Delta\beta_A$ en phase avec le signal, en sortie du VCM, nous aurons donc :

$$P_{msL} = \overline{\Delta\alpha_A^2}$$

On supposera que la puissance portée par ces deux vecteurs est égale ; ce qui permet de poser :

$$P_{msL} = \frac{P_{ms}}{2} = \frac{\Delta P}{2}$$

Et par voie de conséquence d'en déduire que TA_2 et TA_3 sont améliorés dans un rapport deux. Ce premier effet est bénéfique, nous le résumerons en donnant les nouvelles expressions du taux d'annulation en régime limité sur des échos de sol :

Simple annulation régime limité

$$T_{A1L} = \frac{1}{\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{1,4}{n_0^2}}$$

Double annulation régime limité

$$T_{A2L} = \frac{1}{3\sigma_{\Delta\varphi}^2 + \frac{11,5}{n_0^4}}$$

Dans les conditions du paragraphe 5.4 on trouve :

- $T_{A1L} = 23,5$ dB au lieu de 21,0 dB en régime linéaire
- $T_{A2L} = 25,6$ dB au lieu de 25,5 dB en régime linéaire

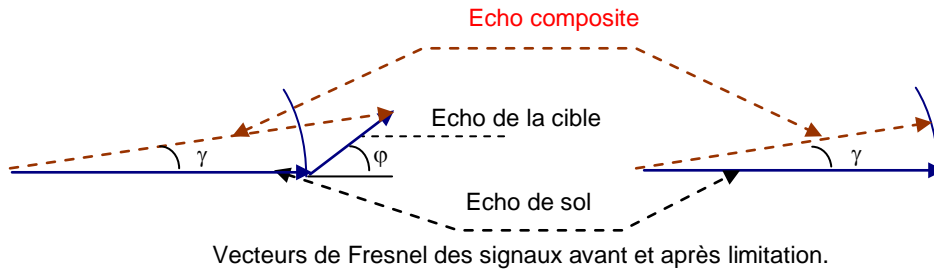
Le faible gain apporté est largement compensé en pratique par le fait que dans ces conditions d'utilisation apparaît dans les échos fixes, un phénomène du type « *phase aveugle* » comme nous allons le voir ci-après.

6.2 CONDITIONS DE VISIBILITÉ EN RÉGIME LIMITÉ

Dans le cas où l'écho mobile est séparé de l'écho fixe, la limitation conduit seulement à normer le rapport signal sur bruit. Cela n'a pas grande importance tant que le niveau de limitation est assez élevé. Dans le cas contraire, il s'en suit une perte de détection qui dépend du niveau de limitation et des caractéristiques de bande passante du limiteur. En pratique cette perte est de 1 à 2 dB par rapport à une chaîne linéaire.

Par contre, dans le cas où l'écho mobile se trouve dans le même volume de confusion que l'écho fixe, la limitation crée un écho composite d'après le processus suivant :

Soit un écho fixe d'amplitude 1, superposé à un écho mobile d'amplitude 1/K, le limiteur norme les signaux au niveau de l'écho fixe, soit au niveau 1.



Le signal écho fixe (*de phase constante pendant la durée de la mesure*) est choisi comme référence. Le signal limité est un signal d'amplitude 1 et de phase γ telle que, si $K \gg 1$:

$$\gamma \approx \text{tg } \gamma = \frac{\sin \varphi}{K + \cos \varphi} \approx \frac{\sin \varphi}{K}$$

L'expression du vecteur « signal composite » après limitation est donc :

$$Z_L(t) = \exp \left\{ \frac{j \sin \varphi}{K} \right\}$$

Où φ est la phase du vecteur cible mobile comptée à partir de l'écho fixe.

Elle s'écrit pour un signal de rang k :

$$\varphi = \varphi_0 + 2 \pi f_d k T_R$$

□ étant ici le déphasage entre le premier écho mobile reçu par le radar et l'écho fixe superposé.

Dans le VCM à simple annulation, l'opération effectuée est, en reprenant la théorie vectorielle pour les impulsions de rang $k + 1$ et k , soit :

$$\begin{aligned} |Z| &= |Z_L(k+1) - Z_L(k)| \\ |Z| &= \left| 2 \sin \left(\frac{\gamma_{k+1} - \gamma_k}{2} \right) \right| \\ |Z| &= \left| 2 \sin \left(\frac{\Delta\gamma}{2} \right) \right| \end{aligned}$$

Soit, si $K \gg 1$:

$$Z = 2 \cdot \frac{\Delta\gamma}{2} = \Delta\gamma$$

Avec :

$$\Delta\gamma = \frac{1}{K} \left[\sin \left(\varphi_0 + 2\pi f_d T_R (k+1) \right) - \sin \left(\varphi_0 + 2\pi f_d \cdot T_R \cdot k \right) \right]$$

$$\boxed{|Z_k| = \frac{2}{K} \left| \sin \left(\frac{\pi f_d}{f_R} \right) \right| \cdot |\cos \varphi_k|}$$

Avec :

$$\varphi_k = \varphi_0 + \frac{\pi f_d}{f_R} + k \frac{2\pi f_d}{f_R}$$

On retrouve ici un phénomène de même nature que celui des phases aveugles (Cf. 2^{ème} partie § 13.2), mais lié cette fois-ci à l'écart de phase entre l'écho fixe et l'écho mobile φ_0 .

φ_0 est a priori quelconque, et peut être considéré comme équiréparti entre 0 et 2π , les centres de phases de l'écho fixe et de l'écho mobile étant de position quelconque à l'intérieur du volume de confusion du radar.

En particulier,

- Z_k passe par un maximum à f_d donné pour $\varphi_k = k.\pi$,
- Z_k est nul pour $\varphi_k = k.\pi/2$.

L'amplitude du signal à la sortie du VCM n'est optimale que lorsque l'écho mobile est à la vitesse optimale et de phase optimale.

Cette propriété particulière du fonctionnement en régime limité, viendra limiter la visibilité des cibles mobiles, comme le montre le raisonnement suivant.

6.2.1 Condition de visibilité en simple annulation

Nous nous placerons à la vitesse optimale (cf. 5.4.2) et considérerons deux impulsions successives, à chaque valeur de φ_0 correspond un signal de sortie :

$$|Z_k| = \frac{2}{K} \left| \sin \left(\frac{\pi f_d}{f_R} \right) \right| \cdot |\cos \varphi_k|$$

Avec ici :

$$f_d = \frac{f_r}{2} ; \therefore \frac{\pi f_d}{f_R} = \frac{\pi}{2} ; \varphi_k = \varphi_0 + \frac{\pi}{2} + k\pi$$

Soit :

$$\boxed{|Z_k| = \frac{2}{K} |\sin \varphi_0|}$$

La puissance crête du signal après filtrage sera dans ces conditions :

$$P_{cs} = |Z_k|^2 = \frac{4}{K^2} \sin^2 \varphi_0$$

Elle dépend de φ_0 et a pour valeur moyenne, en supposant toutes les valeurs de φ_0 équiprobables :

$$\overline{P_{cs}} = \frac{2}{K^2}$$

Dans les mêmes conditions, la puissance moyenne du clutter après filtrage est :

$$P_{ms} = \frac{1}{T_{A1L}}$$

Si on désire (cf. 5.4.3) que le rapport signal/clutter à la sortie du VCM soit au moins de 6 dB en moyenne il faut écrire :

$$\frac{\overline{P_{cs}}}{P_{ms}} \geq 4, \text{ soit : } \frac{2T_{A1L}}{K^2} \geq 4$$

Ou :

$$K^2 \leq \frac{T_{A1L}}{2}$$

K^2 est le rapport puissance du clutter/puissance cible mobile, la valeur limite de K^2 au-delà de laquelle la détection n'a plus une qualité suffisante est désignée sous le nom de :

« Sub clutter visibility » : **SCV**.

Nous aurons donc :

En simple annulation régime limité

$$\boxed{SCV_1 = 0,5 T_{A1L}}$$

$$\boxed{SCV_1 = \frac{0,5}{\sigma_{\Delta k}^2 + \frac{1,4}{n_0}}}$$

On peut comparer cette expression avec celle du taux de visibilité établie au paragraphe 5.4 :

$$T_{V1} = \frac{1}{\sigma_{\Delta \varphi}^2 + \frac{2,8}{n_0}}$$

Exemple :

$$\sigma_{\Delta \varphi} = 50 \cdot 10^{-3} r_d \quad n_0 = 20$$

$$TV_1 \approx 20 \text{ dB} \quad SCV_1 \approx 19 \text{ dB}$$

Soit une perte d'environ 1 dB.

Il faut noter en outre que dans les deux expressions la cible est supposée à vitesse optimale, ce qui constitue le cas le plus favorable.

6.2.2 Condition de visibilité en double annulation

Le même raisonnement pour un VCM en double annulation et pour une cible à la vitesse optimale ($f_d = 1/2 f_r$) conduit à écrire :

$$\left| \Delta Z_k \right| = \frac{4}{K} \left| \sin \varphi_0 \right|$$

Soit en reprenant le raisonnement du paragraphe précédent à définir le sub clutter visibility :

$$\boxed{SCV_2 = 2 T_{A2L}}$$

$$\boxed{SCV_2 = \frac{2}{3\sigma_{\Delta \varphi}^2 + \frac{11,5}{n_0}}}$$

Expression à comparer à :

$$TV_2 = \frac{4}{3\sigma_{\Delta \varphi}^2 + \frac{23}{n_0}}$$

Exemple :

$$\sigma_{\Delta\varphi} = 30 \cdot 10^{-3} r_d, n_0 = 20,$$

$$T.V_2 \approx 31,5 \text{ dB} \quad SCV_2 \approx 28,5 \text{ dB}$$

Soit une perte d'environ 3 dB.

CONCLUSION :

L'effet de la limitation sur les VCM se solde, lorsque le niveau de limitation est adapté à celui du clutter, par une perte de visibilité du système liée à un effet de phase aveugle particulier (phase relative, écho mobile-clutter) qui n'existe pas en régime linéaire et qui vient s'ajouter aux pertes pratiques déjà citées au paragraphe 5.

Cette perte dépend des caractéristiques du radar, en pratique elle est comprise entre 1 et 3 dB.

6.3 L'EFFET DE CONTOUR

Les hypothèses de calcul du paragraphe 6.2 supposent que le niveau de limitation est constamment adapté au niveau des échos fixes.

Cette condition n'est presque jamais remplie en pratique, le niveau des échos fixes variant dans le temps avec la position de l'aérien. Deux cas peuvent se produire :

- le niveau de l'écho fixe n'atteint jamais le niveau de limitation, le mode de fonctionnement est alors celui du régime linéaire,
- le niveau de l'écho fixe atteint, puis dépasse le niveau de limitation, il se produit alors un écrêtage du signal reçu après un régime linéaire.

Au centre de la zone très dense, l'effet de limitation joue comme en 6.2, mais sur le contour se produit ce régime mixte, linéaire puis écrêté :

- angulairement lorsque l'antenne vient progressivement éclairer cette zone avec un gain croissant,
- en distance, du fait de la répartition naturelle des échos, qui fait apparaître des échos saturants isolés.

L'analyse de cet effet peut être faite en considérant un écho isolé. Les amplitudes des signaux en provenance d'un écho isolé ont pour loi :

$$A(t) = G(\Omega t)$$

Expression dans laquelle G est le gain en puissance de l'aérien et Ω sa vitesse de rotation.

Lorsque la limitation n'a pas lieu, le spectre du signal reçu, concentré autour des valeurs 0 et $n f_r$, est bien filtré par le VCM.

Par contre, si la limitation intervient, il s'ensuit une déformation du spectre du signal ; des lobes secondaires apparaissent dans une zone où par nature le filtrage du VCM n'est pas efficace. D'où une variation relative du taux de résidus après filtrage.

Il en résulte une diminution de sub clutter visibility, qui peut atteindre :

- 2 à 5 dB en simple annulation,
- 10 à 30 dB en double annulation,
- 15 à 40 dB en triple annulation,

la perte allant en augmentant pour les limitations à des niveaux faibles devant la taille de l'écho fixe.

En effet, surtout dans le cas de limitation importante où le taux de résidus est faible, la réduction du signal utile est prépondérante.

CONCLUSION :

La limitation diminue dans tous les cas le taux de visibilité des circuits VCM à annulation.

Des taux de limitation importants minimisent les résidus mais masquent les échos utiles, les circuits VCM à annulation (ou filtres linéaires) ne seront donc efficaces en pratique que si leurs performances (compte tenu des caractéristiques du radar associé) sont suffisantes pour éviter d'avoir recours à de fortes limitations.

7 FILTRAGE LINÉAIRE NUMÉRIQUE

7.1 PRINCIPE

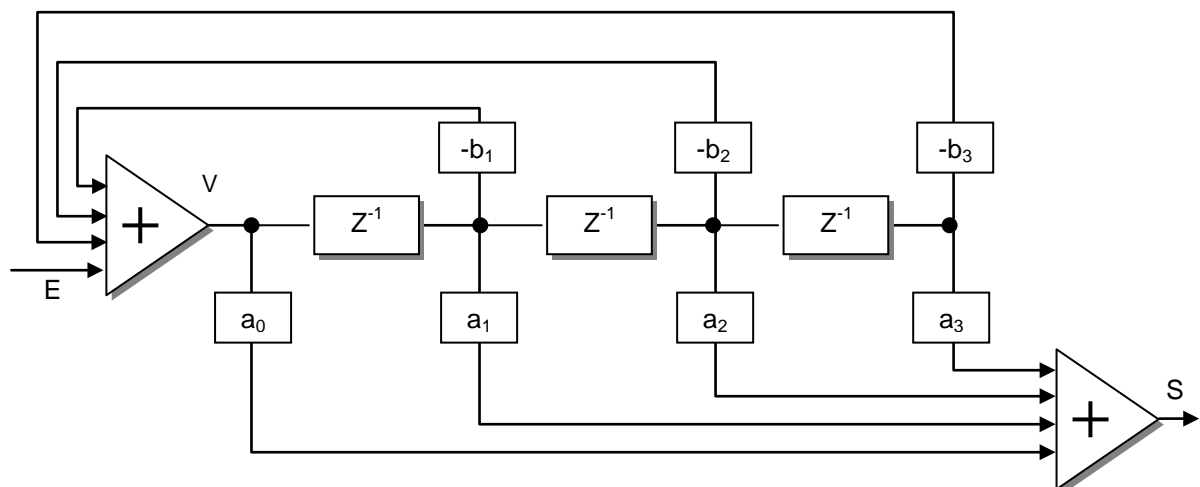
L'utilisation des techniques numériques permet de réaliser des filtres à très grande dynamique car peu sensibles aux dérives. L'élément de retard est alors un registre (ou tout autre type de mémoire) adapté à la sortie d'un codeur alimenté par la vidéo cohérente.

Le signal traité par ce procédé est le signal vidéo complexe dont les composantes sont obtenues par double démodulation. En outre, la manipulation des données numériques permet d'adapter la fonction de transfert du filtre en utilisant des contre-réactions.

Pour l'étude de ces filtres il est fait appel à la transformée en Z associant à toute suite d'échantillons $X(n)$ régulièrement espacés de T_R une variable $X(Z)$ telle que :

- $X(Z) = \sum x(n).Z^{-n}$
 - Z^{-1} est la fonction représentative du retard T_R soit :
 - $Z^{-1} = \exp \{-T_R \cdot p\}$ dans le plan de Laplace,
 - $Z^{-1} = \exp \{-j2\pi f T_R\}$ pour les variables harmoniques de Fourier.

La représentation générale d'un tel filtre est la suivante :



D'après ce schéma on peut écrire :

- $S = V (a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + \dots + a_n Z^{-n})$
- $V = E - V (b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_n Z^{-n})$
- $E = V (1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_n Z^{-n})$

$$H(Z) = \frac{S(Z)}{E(Z)} = \frac{a_0 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + \dots + a_n Z^{-n}}{1 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_n Z^{-n}}$$

Fonction de transfert du filtre dans laquelle il suffit de poser :

$$Z = \exp \{ j2\pi f T_R \} = \exp \{ j2\pi f / f_R \}$$

pour trouver la réponse harmonique du filtre.

Lorsque tous les b_i sont nuls, le filtre est dit non récursif ou RIF (filtre à Réponse Impulsionnelle Finie) ; les VCM classiques simple double et triple annulation sont des filtres RIF de la forme :

$$H(Z) = (1 - Z^{-1})^n$$

Lorsque tous les a_n sont nuls sauf a_0 ($a_0 = 1$) le filtre est dit purement récursif.

Dans le cas général un filtre comporte un certain nombre de zéros Z_i : racines du numérateur et de pôles P_i racines du dénominateur et sa transmittance peut s'écrire :

$$H(Z) = \frac{\prod_1^n (1 - Z_i Z^{-1})}{\prod_1^n (1 - P_i Z^{-1})}$$

Ce qui permet d'étudier ses caractéristiques en fonction de la position de ces pôles et zéros. Pour un VCM la courbe idéale recherchée est celle d'un filtre passe bande entre les fréquences f_{min} et $f_R - f_{min}$. Elle peut être approchée en choisissant convenablement les zéros du numérateur, et les résonances du filtre.

Le problème est de trouver un filtre à transmittance faible dans le domaine des échos fixes, à flancs suffisamment raides et avec un taux d'ondulation minimum dans sa bande passante.

7.2 PERFORMANCES

Le taux d'annulation d'un tel filtre se calculera comme au paragraphe 5 :

Si :

- μ densité spectrale de bruit de phase, $\mu \cdot f_R = \sigma_{\Delta\phi}^2$
- $F(f)$ transmittance du filtre
- $\phi(f)$ spectre en puissance du clutter

$$T_{A1} = \frac{1}{\int_0^{f_R} \mu |F(f)|^2 df} ; \text{ limité par le bruit du radar}$$

$$T_{A2} \text{ ou } T_{A3} = \frac{\int_0^{f_R} \Phi(f) \cdot df}{\int_0^{f_R} |F(f)|^2 \cdot \Phi(f) df} ; \text{ limité par le spectre du clutter}$$

$$\frac{1}{T_A} = \frac{1}{T_{A1}} + \frac{1}{T_{A2}} ; \text{ ou : } \frac{1}{T_A} = \frac{1}{T_{A1}} + \frac{1}{T_{A3}}$$

Le taux de contraste fera intervenir la valeur moyenne du carré de la transmittance du filtre, dans sa partie passante en écrivant (cf. 5.4.2)

$$\left(\frac{A_s}{A_e} \right)^2 \approx Y^2$$

et :

$$T_C = Y^2 \cdot T_A$$

Taux de visibilité de l'ensemble :

$$T_V = T_C - 6 \text{ dB}$$

$$T_V = \frac{Y^2}{4} \cdot T_A$$

Une réalisation pratique de ce type de filtre est le filtre à 3 retards dont le schéma est donné ci-après.

7.3 EXEMPLE : FILTRE À TROIS RETARDS

Ce filtre réalisé selon le schéma ci après a pour transmittance :

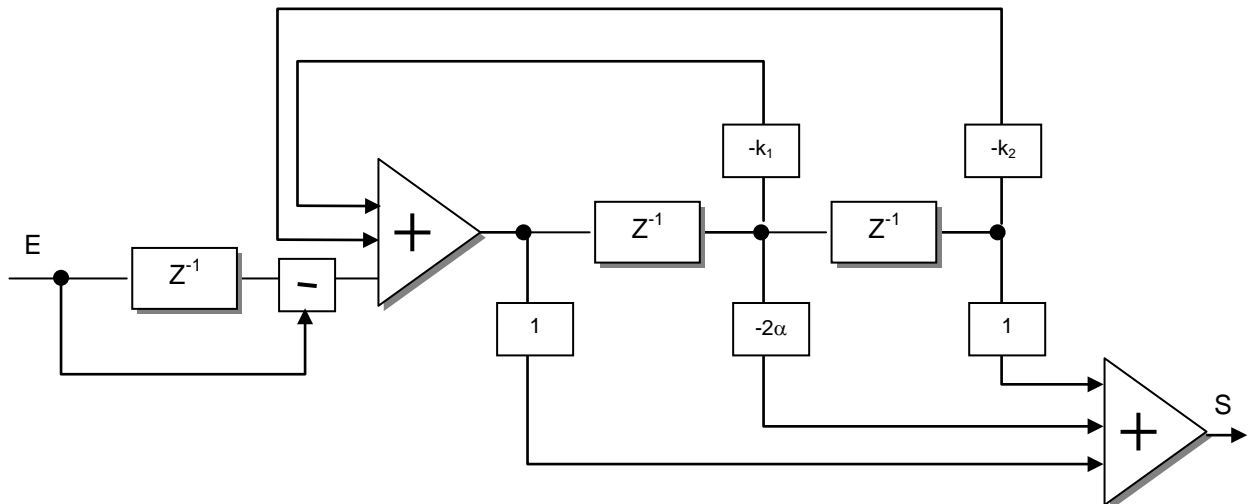
$$\frac{S}{E} = (1 - Z^{-1}) \frac{1 - 2\alpha Z^{-1} + Z^{-2}}{1 + k_1 Z^{-1} + k_2 Z^{-2}}$$

Soit en posant :

$$\theta = 2\pi \cdot f / f_R$$

$$Z = \exp \{ + j2\pi f / f_R \} = \exp \{ j\theta \}$$

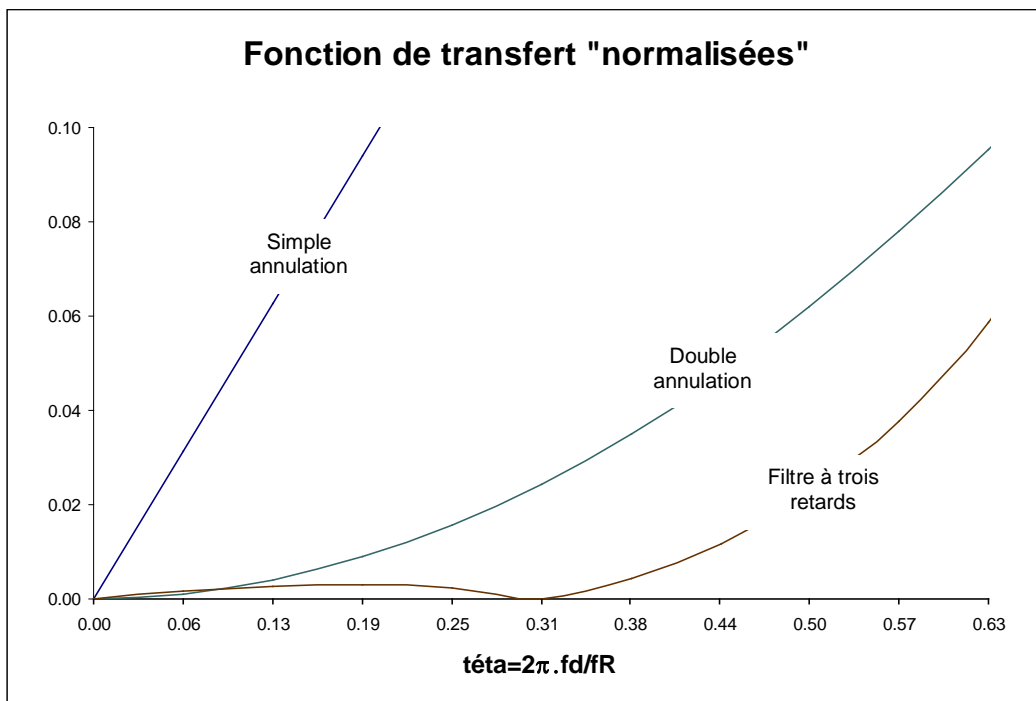
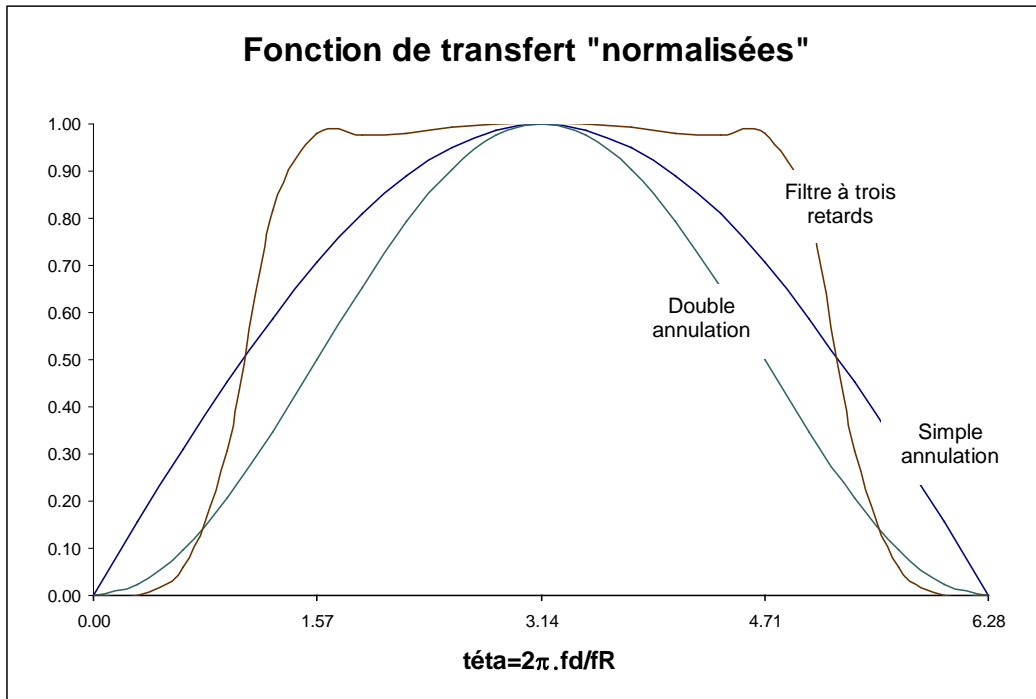
$$\left| \frac{S}{E} \right| = \frac{|4 \cdot \sin(\theta/2) \cdot \cos(\theta - \alpha)|}{|1 + k_1 \exp\{-j\theta\} + k_2 \exp\{-2j\theta\}|}$$



Performances types sur échos fixes, effet de rotation d'aérien seulement :

- $k_1 = -0,5$; $k_2 = 0,5$; $\theta_0 = 20^\circ$
- $S/E_{\max} = 3,8$; Bande relative $\cong 2/3$ (à 6 dB) ; Ondulation $< 0,5$ dB
- $T_V \geq 45 \text{ dB}$ ($n_0 = 16$) ; $T_V \geq 33 \text{ dB}$ ($n_0 = 7$)

C'est un filtre à 4 zéros, dont le module de la transmittance a l'allure suivante, comparée à celle des filtres classiques à simple et à double annulation (normés à 1) :



Ce type particulier de filtre a été étudié pour être bien adapté à un faible nombre de « coups au but », en **outre la notion de vitesse optimale disparaît sa bande étant pratiquement plate dans la partie utile.**

Des filtres plus élaborés permettent des performances équivalentes à celles des récepteurs pulse-doppler pour une complexité beaucoup moins importante.

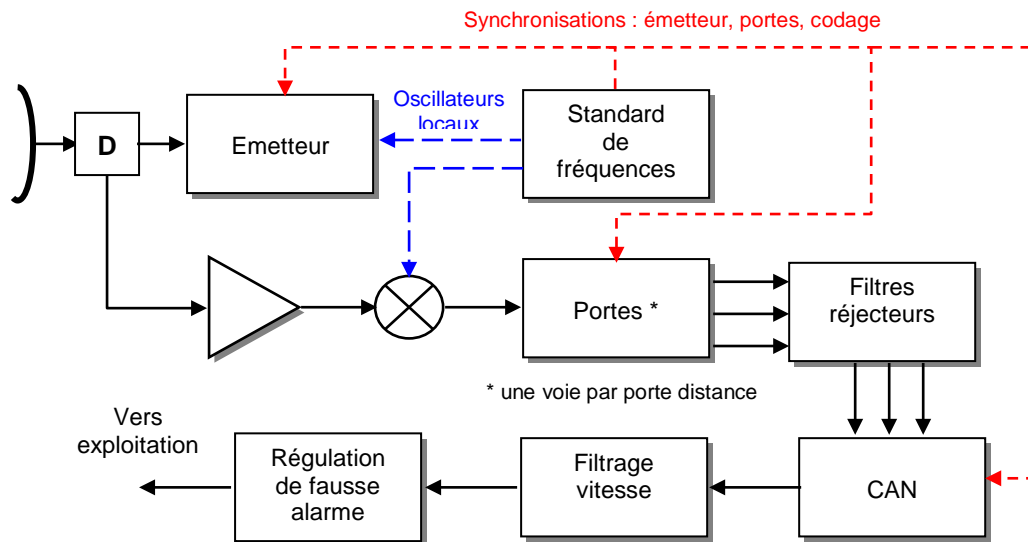
8 LES RADARS PULSE DOPPLER

8.1 PRINCIPE DES RADARS PULSE DOPPLER

Dans les radars pulse doppler ou radars doppler à impulsions, le signal traité est un train d'impulsions moyenne fréquence, chaque cellule distante étant isolée dans la récurrence à l'aide de portes dont les instants d'ouverture sont fonction des distances à observer.

Chaque porte est ouverte pendant une fraction de la récurrence proche de la durée des impulsions émises. Si une cible se trouve dans la zone de distance ainsi sélectionnée, elle donne naissance à un train d'impulsions périodiques de fréquence $f_0 + f_d$.

Un schéma de principe est décrit ci-après :



Chaque porte est ouverte pendant une fraction de la récurrence proche de la durée des impulsions émises. Si une cible se trouve dans la zone de distance ainsi sélectionnée, elle donne naissance à un train d'impulsions périodiques de fréquence $f_0 + f_d$.

Le filtre réjecteur a pour but d'isoler les échos fixes, son gabarit est donc tel qu'il atténue les fréquences situées autour de f_0 et, par voie de conséquence, de $f_0 + n f_R$, compte tenu de l'ambiguïté doppler. Ces atténuations peuvent atteindre 60 à 80 décibels.

Les filtres de vitesse sélectionnent une sous bande du signal :

$$\delta f = 1/T = f_R/n = 1/n \cdot T_R$$

Ils se comportent comme des filtres intégrateurs et peuvent être réalisés en technique numérique après codage du signal.

8.2 EQUATION DU RADAR EN PULSE DOPPLER

Le signal recueilli par le radar est un train d'impulsions de durée τ_e et de période de répétition T_R .

Chacune d'elle est porteuse d'une puissance, selon l'équation de propagation (Cf. Chapitre 7) :

$$P_r = \frac{P_c \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 D^4 \cdot L}$$

Avec :

- G : gain de l'aérien du radar
- λ : longueur d'onde utilisée
- σ : surface équivalente de la cible
- P_c : puissance crête émise
- D : distance cible radar
- L : pertes sur le signal utile

Ce train d'impulsions est filtré par un filtre de bande δf qui se comporte en intégrateur. Il prend la moyenne des amplitudes du signal reçu pendant sa durée d'intégration $T = 1/\delta f$:

$$A_s = 1/T \cdot \int_0^T A(t) dt$$

Dans le cas présent, T étant très grand devant T_R cela revient à pondérer l'amplitude d'entrée du signal par le facteur de forme du radar donc (Cf. Chapitre 16 § 2.6.3) :

$$A_s = \sqrt{P_r} \frac{\tau_e}{T_R}$$

D'où la puissance du signal filtré :

$$S = \frac{P_c (\tau_e / T_R)^2 G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 D^4 \cdot L}$$

La puissance de bruit, après découpage par une porte de durée τ_r tous les T_R , période de répétition de radar, s'écrit pour sa part, à la sortie du filtre de bande δf :

$$B = FkT_0 \cdot \delta f \frac{\tau_r}{T_R}$$

- F : facteur de bruit du radar
- k : ct° de Boltzman
- T_0 : température de référence normalisée = 290°K

D'où le rapport signal sur bruit :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_c (\tau_e / T_R)^2 G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 D^4 \cdot L \cdot FkT_0 \cdot \delta f \cdot (\tau_r / T_R)}$$

Cette forme détaillée de l'équation du radar pulse doppler tient compte de tous les paramètres de ce type de radar. Elle se simplifie si :

- $\tau_e = \tau_r$;
- $\delta f = 1/T$; T durée de l'intégration, donc durée de la mesure radar ;
- $P_c(\tau_e/TR) = P_m$, puissance moyenne du radar ;

et devient :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_m T \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 D^4 \cdot L \cdot FkT_0} = \frac{E_e \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 D^4 \cdot L \cdot FkT_0}$$

Car, $P_m \cdot T$ est l'énergie du signal émis pendant la durée de la mesure, ce qui nous ramène à l'équation générale du radar.

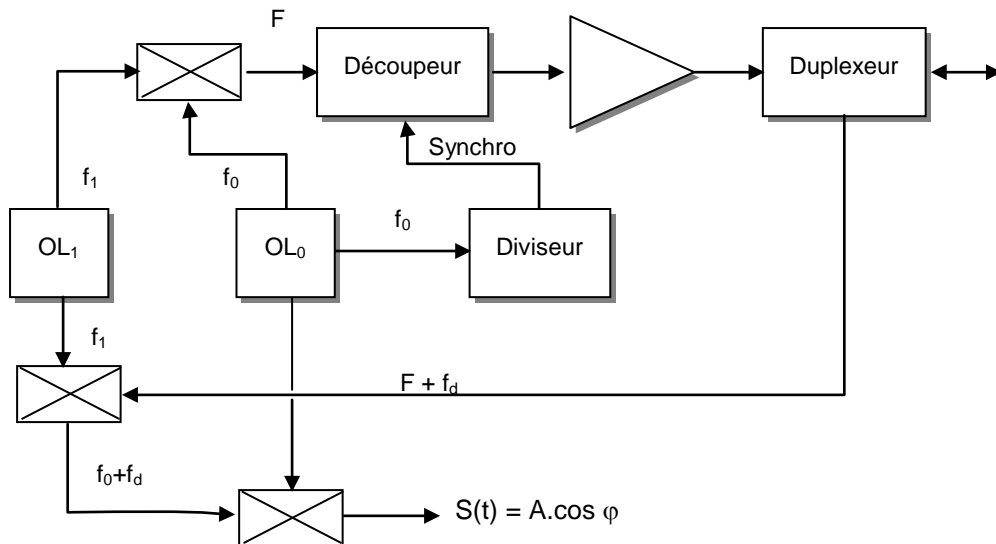
8.3 BRUIT DE PHASE LIE AU JITTER DE L'EMETTEUR

Le récepteur pulse doppler utilise une chaîne cohérente. Il est donc sensible (cf. § 3) aux différents bruits de phase :

- des oscillateurs utilisés,
- de la chaîne de puissance (amplificateur de puissance).

En outre, une autre cause de dérive de phase, due au "jitter" des impulsions émises, devient non négligeable, si on recherche des hautes de stabilité.

Considérons le schéma classique d'une transposition à deux oscillateurs locaux, l'un fixant la moyenne fréquence, l'autre pilotant la démodulation cohérente :



Le radar émet des impulsions à la fréquence F somme des fréquences des deux oscillateurs f_0 et f_1 . Ce signal revient, après réflexion sur un écho fixe, à un instant t_0 entaché d'une erreur ε , due au jitter de l'émetteur.

Signal émis : $\cos 2\pi(f_0 + f_1)t$

Signal reçu à l'instant $t_0 + \varepsilon$: $\cos 2\pi(f_0 + f_1)t$

Signal de l'OL₁ à cet instant : $\cos 2\pi f_1(t + t_0 + \varepsilon)$

Signal de l'OL₀ à cet instant : $\cos 2\pi f_0(t + t_0 + \varepsilon)$

Signal moyenne fréquence après le 1^{er} mélange :

$$S(t) = \cos(2\pi f_0 t - 2\pi f_1 t_0 - 2\pi f_1 \varepsilon)$$

Signal après démodulation :

$$S(t) = \cos(-2\pi(f_1+f_0) t_0 - 2\pi(f_1+f_0) \varepsilon)$$

Soit :

$$S(t) = \cos(\varphi_0 + 2\pi F \varepsilon)$$

Il apparaît donc un terme de phase parasite :

$$\varphi_{jt} = 2\pi F \cdot \varepsilon$$

Et si σ_ε est l'écart type d' ε , l'écart type de la variation de phase due au jitter s'écrira :

$$\sigma_{\varphi_{ji}} = 2\pi F \sigma_\varepsilon$$

expression dans laquelle F est la fréquence porteuse du signal émis.

L'erreur globale sur la connaissance de la phase du signal reçu a donc pour expression (cf. § 3).

$$\sigma_{\varphi} = \mu f_R = \sqrt{\sigma_{\varphi \text{ chaîne}}^2 + \sigma_{\varphi 0L_0}^2 + \sigma_{\varphi 0I_1}^2 + \sigma_{\varphi JI}^2}$$

8.4 PERFORMANCES VCM DU RÉCEPTEUR PULSE DOPPLER

Les relations établies au paragraphe 8 pour le filtrage linéaire sont applicables au radar pulse doppler $F(f)$ étant ici la transmittance du filtre réjeteur.

En ce qui concerne les filtres de vitesse, leur effet sur les résidus d'échos de sol, peut être considéré comme nul pour les filtres extrêmes et important pour les filtres centraux. La performance obtenue dépendra donc du rang du filtre.

Par ailleurs, le bruit de phase du radar est (comme le bruit thermique) réparti dans tout le domaine des fréquences. L'effet de filtrage diminue donc ce bruit de phase dans le rapport de la bande utile du filtre réjeteur B_u à celle du filtre de vitesse δF d'où un gain sur T_{A1} .

Par contre, si la durée d'ouverture de la porte τ_r est supérieure à la durée τ_e de l'impulsion émise, il faut retenir que le clutter diffus comme le bruit de phase qui l'accompagne sont vus pendant un temps relatif τ_r/T_R au lieu de τ_e/T_R .

D'où une perte globale de taux d'annulation dans le rapport τ_r/τ_e à prendre en compte dans ce cas sur T_{A1} et T_{A2} ou T_{A3} . Compte tenu de cette particularité, T_{A1} et T_{A2} ou T_{A3} , se calculent comme au paragraphe 8.2, ainsi que le taux de visibilité.

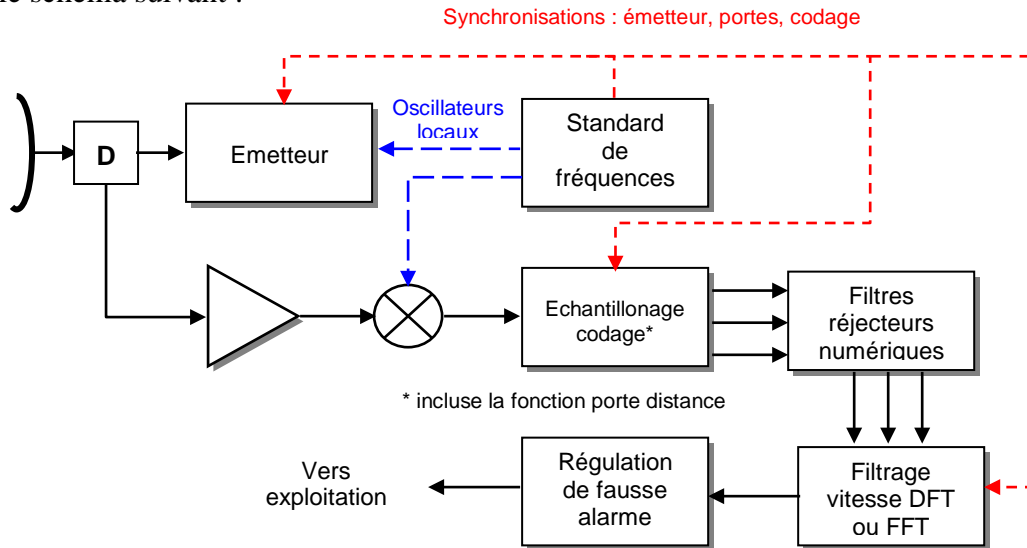
Le taux de visibilité des radars pulse doppler peut atteindre 60 à 80 dB.

8.5 PULSE DOPPLER NUMÉRIQUE

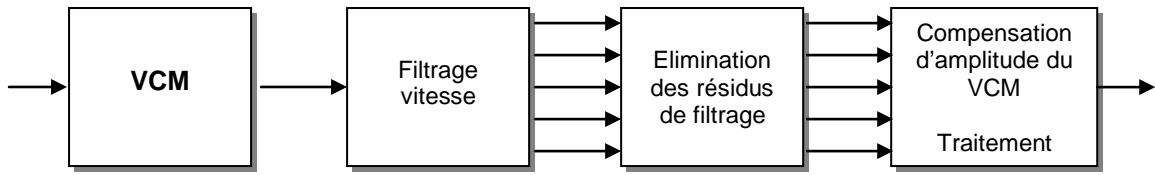
8.5.1 Schéma général

Dans certains cas, il est envisageable de réaliser la totalité du filtrage en numérique, après échantillonnage et codage du signal, l'échantillonnage tenant lieu de porte sur le signal.

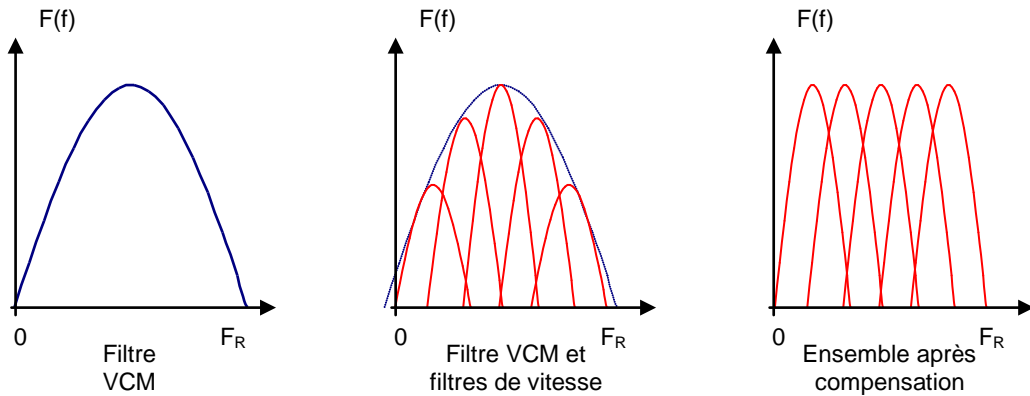
D'où le schéma suivant :



Dans les cas les plus simplifiés, on se contente d'un simple filtre VCM avant filtrage vitesse selon le schéma ci-après :

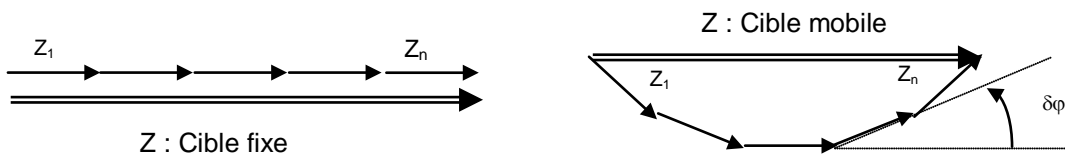


La sortie de chaque filtre, après élimination des résidus, doit alors être affectée d'un gain différent pour compenser la transmittance du VCM et obtenir une réponse indépendante de la vitesse.



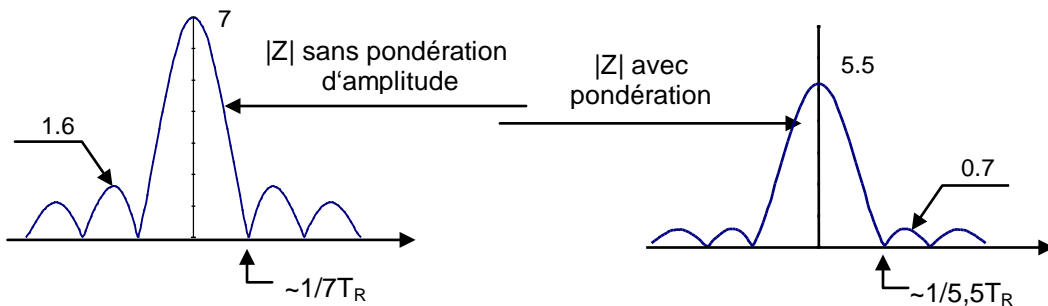
8.5.2 Principe du filtrage vitesse

Ces filtres, réalisés sur un train d'impulsions, sont basés sur le principe suivant :



Pour un écho fixe tous les signaux sont en phase leurs amplitudes s'ajoutent. Pour un écho mobile les différents signaux sont déphasés de $\delta\phi$ donc leur somme évolue.

Pour réaliser un filtre de vitesse, il suffit de faire la somme des différents signaux après avoir « compensé » les $\delta\phi$, on obtient ainsi un filtre de vitesse, dont la transmittance présentée ci dessous (intégration de 7 impulsions), peut être améliorée en « pondérant » les amplitudes des signaux traités avant filtrage.



8.5.3 Réalisation numérique

Soit, S_k , l'opérateur de transformée de Fourier numérique (Cf. Chapitre 8 § 10) :

$$S_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Z_n \cdot \exp\left\{-\frac{j2\pi}{N} n \cdot k\right\}$$

Le signal reçu est la suite de N échantillons d'un signal (pris d'amplitude unitaire) de fréquence doppler f_d , on peut écrire :

$$Z_n = \exp\left\{j \cdot \frac{j2\pi f_d}{f_R} \cdot n + j\varphi_0\right\}$$

L'opérateur $S(k)$ se conduira comme un intégrateur parfait d'un signal de fréquence doppler f_d si :

$$2\pi \frac{f_d}{f_R} = \frac{2\pi k}{N} = \Delta\varphi_k$$

Ce qui conduit à discrétiser la fréquence centrale de chaque filtre de rang k :

$$f_{dk} = k \cdot \frac{f_R}{N} = \frac{k}{N \cdot T_R}$$

Par ailleurs si : $f_d = f_{dk} + \delta f_d$, on peut écrire : $\Delta\varphi = \Delta\varphi_k + \delta\varphi$, avec : $\delta\varphi = 2\pi\delta f_d/f_R = 2\pi\delta f_d T_R$

$$S_k = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} \exp\{jn\delta\varphi\} \exp(j\varphi_0)$$

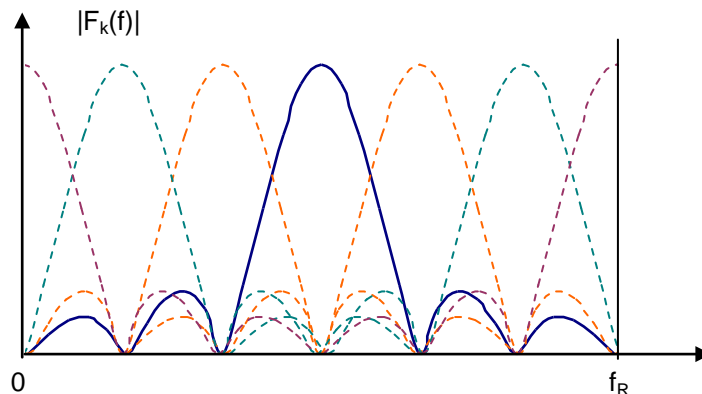
Soit :

$$|S_k| = \left| \frac{\sin(N\delta\varphi/2)}{N\sin(\varphi/2)} \right| = \left| \frac{\sin(N \cdot \pi\delta f_d / f_R)}{N \cdot \sin(\pi\delta f_d / f_R)} \right|$$

L'opérateur S_k se comporte donc comme un filtre, centré sur la fréquence f_{dk} et de transmittance $F_k(f)$ telle que :

$$|F_k(f)| = \left| \frac{\sin(N \cdot \pi(f - f_{dk}) / f_R)}{N \cdot \sin(\pi(f - f_{dk}) / f_R)} \right|$$

On dispose ainsi d'un banc de N filtres, centrés sur les fréquences : $f_{dk} = k f_R/N$, k pouvant prendre toutes les valeurs entières de 0 à $N - 1$.



8.5.1 Utilisation de fenêtres de pondération

L'inconvénient majeur du filtre décrit précédemment est la présence de lobes secondaires élevés qui viennent diminuer le découplage entre les filtres. Pour y remédier on pondère les amplitudes des signaux d'entrée de manière à ce que leur transformée de Fourier présente des lobes secondaires plus faibles. L'opération réalisée devenant :

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z_n \exp\left\{\frac{-j2\pi}{N} k \cdot n\right\}$$

Les principales lois de pondérations utilisées sont avec $Q_n = ((n - N/2)/N)$:

Fenêtre triangulaire :

$$a_n = 1 - 2|Q_n|$$

Fenêtre de Hamming :

$$a_n = 0,54 + 0,46 \cos(2\pi Q_n)$$

Fenêtre de Hahn :

$$a_n = 0,5 + 0,5 \cos(2\pi Q_n) = \cos^2(\pi Q_n)$$

Fenêtre de Tchebichev :

$$a_n = \text{transformée inverse de la fonction } S_0 \text{ désirée}$$

Fenêtre Gaussienne

$$a_n = \exp\left\{-\frac{1}{2}(2\alpha Q_n)^2\right\} \text{ pour } \alpha = 2,5$$

Les caractéristiques des tenues sont résumées dans le tableau ci-après :

Nom de la fenêtre	Niveau maximum des secondaires	Décroissance des lobes secondaires (1)	Largeur de bande équivalente (2)	Largeur de bande à 3 dB
Rectangle	- 13,3 dB	- 6 dB/oc	1,00	0,89
Triangle	- 26,5 dB	- 12 dB/oc	1,33	1,28
Hamming	- 43,0 dB	- 2 dB/oc	1,36	1,30
Hahn	- 31,5 dB	- 18 dB/oc	150	1,44
Tchebichev	- 50 dB	0 dB/oc	1,39	1,33
Gaussienne	- 42 dB	- 6 dB/oc	1,39	1,33

(1) entre $f = (3/2)(f_R/N)$ et $f = f_R/2$

(2) la valeur 1 correspondant à $\delta F = 1/NT_R = f_R/N$

On peut ainsi réaliser des filtres bien découplés donc peu sensibles aux échos de fréquence doppler extérieure à leur bande passante.

Ces filtres exigent une puissance de calcul importante. Pour un calcul direct d'une transformée de Fourier, numérique qui exige $4N$ multiplications et $4N$ additions par filtre, pour N filtres et k portes échantillonnées tous les T_R (ce qui est suffisant car la bande passante du filtre réjecteur est légèrement inférieure à $1/T_R$) il faut réaliser : $8 N^2$ opérations dans la durée T_R/k

soit une puissance de calcul (en opérations par seconde) :

$$N_{ops} = 8k \cdot N^2 f_R$$

Ou lorsque toutes les distances sont observées et la durée d'ouverture des portes égale à τ :

$$N_{ops} = 8N^2 / \tau$$

Exemples :

$$N = 100 ; k = 10 ; f_R = 10\,000 \text{ Hz} \rightarrow N_{ops} = 8 \cdot 10^9 \text{ OP/S}$$

$$N = 16 ; \tau = 1 \mu\text{sec} \rightarrow N_{ops} = 2,05 \cdot 10^9 \text{ OP/S}$$

Différents procédés pour réaliser ces calculs et réduire la puissance de calcul nécessaire sont décrits au paragraphe 12 de la deuxième partie de ce chapitre.
