

CHAPITRE 21 : LES RADARS A ANTENNES SYNTHETIQUES

1	HAUTE RESOLUTION ANGULAIRE PAR AFFINAGE DOPPLER	2
1.1	INTRODUCTION	2
1.2	PRINCIPES ET PERFORMANCES DE BASE.....	2
1.2.1	Principe de base du radar à antenne latérale.....	2
1.2.2	Traitement non focalisé.....	4
1.2.3	Traitement focalisé par réception adaptée.....	6
1.2.4	Cas des radars à impulsions	7
1.2.5	Cas des antennes inclinées fixes.....	9
1.2.6	Affinage de faisceau des antennes en rotation	11
1.2.7	Unicité des différents procédés, notion d'antenne synthétique.....	14
1.3	EXEMPLES DE DIMENSIONNEMENT.....	18
1.3.1	Puissance de calcul nécessaire au traitement focalisé.....	18
1.3.2	Exemple 1 : radar aéroporté	18
1.3.3	Exemple 2 : radar sur satellite	20
1.3.4	Exemple 3 : affinage de faisceau.....	22
1.4	REDUCTION DE LA PUISSANCE DE CALCUL : CAS TYPES	23
1.4.1	Schéma de base, traitement par corrélation.....	23
1.4.2	Réduction de la résolution.....	23
1.4.3	Traitement multivues.....	24
1.4.4	Réalisation des filtres passe bande	25
1.4.5	Possibilités de réalisation par le calcul.....	26
1.4.6	Traitement dans le domaine spectral.....	27
1.4.7	Application au traitement multivues	28
1.4.8	Réduction du nombre de répliques.....	29
2	EXTENSION DU PRINCIPE D'ANTENNE SYNTHETIQUE A DES RESEAUX FIXES EMISSION RECEPTION	33
2.1	PRINCIPE DE BASE.....	33
2.1.1	Séparation temporelle des sources	34
2.1.2	Séparation spatiale des sources	35
2.2	APPLICATION A UN RESEAU CIRCULAIRE : LE RIAS.....	36
2.2.1	Définition générale.....	36
2.2.2	Antenne utilisée. Constitution du réseau fictif.....	36
2.2.3	Principe de fonctionnement.....	37
2.2.4	Expression pratique du signal traité. Principe de la séparation des paramètres. 40	
2.2.5	Résolution angulaire, lobes secondaires.....	42
2.2.6	Fonction veille, étagement en site	43
2.2.7	Dimensionnement de la fonction veille.....	44
2.2.8	Considérations sur le bilan de puissance.....	45

1 HAUTE RESOLUTION ANGULAIRE PAR AFFINAGE DOPPLER

1.1 INTRODUCTION

Les radars à antenne ou ouverture synthétique¹ par affinage doppler, aéroportés ou embarqués à bord d'un satellite, sont des senseurs à haute résolution angulaire capables d'engendrer des images du sol de définition très fine, de jour comme de nuit, et de façon quasiment indépendante des conditions atmosphériques.

Ce sont donc des radars d'observation à très haute résolution dont les applications potentielles sont très nombreuses, tant dans le domaine civil d'observation de la terre où le radar apporte des informations dans une nouvelle région du spectre électromagnétique, que dans le domaine militaire où ses qualités de senseur "tous temps" sont fortement appréciées.

Les premiers travaux sur ces techniques d'antennes synthétiques ont été menés aux USA au début des années 50 et ont conduit au lancement d'un premier programme de radar aéroporté à antenne synthétique dès 1958, pour des besoins militaires de surveillance du champ de bataille. Les premières applications de cette technique dans le domaine spatial datent de 1978 avec le satellite SEASAT-A d'observation de la mer.

En France, les travaux dans ce domaine furent entrepris au début des années 60 et ont conduit dans le domaine militaire à la réalisation par la CSF devenue ensuite Thomson-CSF puis Thales, des radars RAFAL (1969) puis RAFAEL (1978).

Depuis les applications se sont multipliées, tant dans le domaine des radars à antennes latérales (fixes), que dans celui de l'affinement de faisceaux de radars à antennes tournantes.

1.2 PRINCIPES ET PERFORMANCES DE BASE

1.2.1 Principe de base du radar à antenne latérale

Les radars à antenne latérale sont des radars dont l'antenne est orientée perpendiculairement à la route du porteur (avion ou satellite). C'est le porteur qui dans son déplacement engendre l'observation de l'espace.

Les deux dimensions de l'image radar sont donc définies par direction de propagation et le déplacement du porteur. La résolution spatiale du radar, qui conditionne la finesse de l'image observée, est donc obtenue :

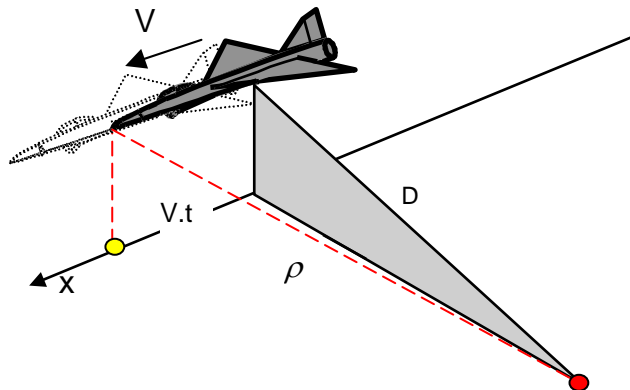
- dans la direction perpendiculaire au mouvement du porteur par la résolution en distance du radar ;
- dans la direction du mouvement du porteur par la largeur du lobe d'antenne.

D'où l'intérêt d'affiner ce lobe d'antenne pour obtenir un pouvoir séparateur plus élevé. Le procédé d'antenne latérale synthétique permet cet affinage par une association cohérente des échos successifs, provenant d'une distance donnée au cours du déplacement du porteur, selon le principe ci- après.

Un écho ponctuel situé dans la zone de sol éclairé par l'antenne latérale parcourt dans un système d'axe lié au porteur une trajectoire rectiligne parallèle à la route suivie par le porteur.

¹ La raison de cette dénomination « d'antenne synthétique » apparaîtra au lecteur au paragraphe 1.2.7.

A l'instant « zéro » cet écho se trouve dans un plan perpendiculaire à la trajectoire du porteur et à une distance D du radar.



A un instant donné « t » le radar se trouve à une distance « x » du plan de référence telle que :

$$x = V.t$$

La distance de l'écho à l'avion s'écrit :

$$\rho = \sqrt{D^2 + V^2 t^2} \approx D + \frac{V^2 t^2}{2D}$$

car x est toujours petit devant D dans la zone éclairée par l'antenne du radar (quelques degrés d'ouverture). Cette faible variation de ρ n'est pas mesurable directement mais introduit une variation de la phase du signal. En effet, au retard $t_R = 2\rho/C$ subit par le signal dans son trajet aller et retour, correspond un déphasage :

$$\phi = -2\pi f_0 t_R = -\frac{4\pi\rho}{\lambda}$$

Où : $\lambda = C/f_0$ est la longueur d'onde du radar. Dans le cas présent on écrira :

$$\phi = -\frac{4\pi\rho}{\lambda} = -\frac{4\pi D}{\lambda} - \frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda \cdot D}$$

$$\phi = \phi_0 - \frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda \cdot D}$$

D'où une variation relative de fréquence des échos détectés, liée à l'évolution de la distance ρ de ces échos au radar ; donc assimilable à une fréquence doppler :

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{-2V^2 t}{\lambda \cdot D}$$

Que l'on peut écrire

$$f = -\frac{2}{\lambda} \frac{d\rho}{dt}$$

Il en résulte donc une modulation linéaire de la fréquence du signal, avec un centre de symétrie dans le plan perpendiculaire à la route du porteur, qui va pouvoir être exploitée pour isoler les échos proches de ce plan, des autres échos éclairés par l'antenne du radar.

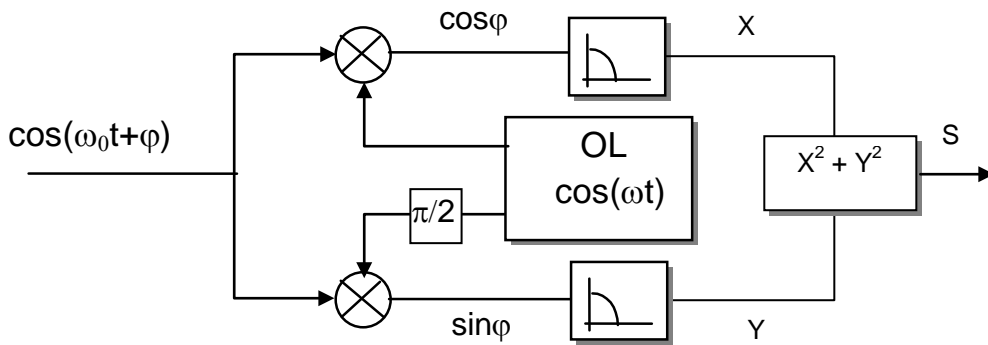
1.2.2 Traitement non focalisé

Le procédé le plus simple qui peut être utilisé pour isoler les échos proches du plan de référence, est de limiter l'excursion de fréquence des signaux perçus par le radar par un filtre passe bas, avant exploitation du signal. En effet, on peut écrire:

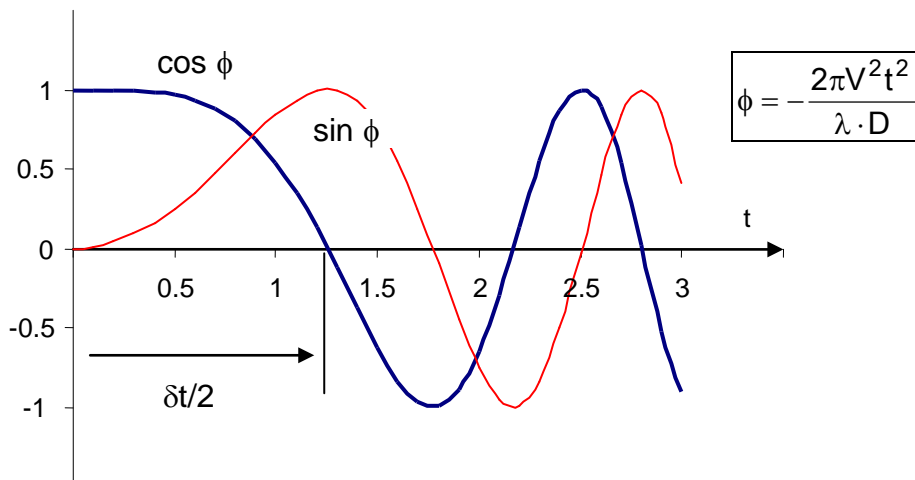
$$\delta f = \frac{2V^2 \delta t}{\lambda \cdot D} = \frac{2V}{\lambda \cdot D} \delta x$$

limiter δf revient donc bien à sélectionner une bande d'écho de largeur δx .

Ce filtrage peut être effectué sur les deux composantes du signal vidéo complexe par utilisation de filtres passe bas (analogiques ou numériques) après double démodulation de signal, selon le schéma de principe ci-après :



Le problème est alors de choisir la bande passante du filtre intégrateur pour atteindre la meilleure précision possible, tout en conservant un rendement acceptable. Les allures des signaux reçus dans les deux voies sont données ci-après pour $\phi_0 = 0$.



L'amplitude du signal intégré dans chaque voie reste croissante, car les deux signaux intégrés restent positifs, tant que δt reste inférieur à l'écart entre les deux zéros du $\text{COS } \phi$ car, au-delà selon la valeur de ϕ_0 peuvent apparaître des composantes négatives du signal.

Comme par ailleurs la bande de bruit est de $1/\delta t$ on voit que le rendement de filtrage sera constamment croissant, tant que $\delta t/2$ reste inférieur à l'instant du premier zéro de $\cos \phi$ aux fréquences positives :

$$\frac{2\pi V^2}{\lambda \cdot D} \left(\frac{\delta t}{2} \right)^2 \leq \frac{\pi}{2}$$

Soit :

$$\delta t \leq \frac{\sqrt{\lambda \cdot D}}{V}$$

Un autre paramètre à prendre en compte est le fait qu'un filtre de bande passante δf se comporte comme un intégrateur sur la durée :

$$\delta t = 1/\delta f$$

Par nature, un tel filtre ne saura séparer deux échos que s'ils sont distants de δt . Or, on a établi au paragraphe 1.2.1 que le signal reçu est modulé linéairement en fréquence de telle manière que l'on peut écrire :

$$\delta f = \frac{2V^2 \delta t}{\lambda \cdot D}$$

où δf est la bande passante du signal traité. Ces deux relations devant être respectées, il en résulte donc que :

$$\frac{1}{\delta t} = \frac{2V^2 \delta t}{\lambda \cdot D}$$

En conséquence, le filtre permettant de traiter tous les échos, devra avoir un temps d'intégration tel que:

$$\delta t = \frac{1}{V} \sqrt{\frac{\lambda \cdot D}{2}}$$

Cette valeur est inférieure à celle donnant le maximum de rendement de filtrage, elle correspond au meilleur pouvoir séparateur par filtrage passe bas. Dans ce cas, la distance séparant deux échos consécutifs séparés par le filtrage sera :

$$\delta x = V \cdot \delta t = \sqrt{\frac{\lambda \cdot D}{2}}$$

Ce pouvoir séparateur n'est pas lié à l'antenne utilisée tant que δx (ou plus précisément la zone comprise entre $-\delta x/2$ et $+\delta x/2$) reste inclus dans la zone de sol éclairée par cette antenne. Par contre, il dépend de la distance observée et de la longueur d'onde utilisée.

Par exemple, pour $D = 5\,000$ m et $\lambda = 3$ cm (bande X) :

$$\delta x = 9 \text{ m}$$

Et pour $D = 50\,000$ m

$$\delta x = 30 \text{ m}$$

soit respectivement des pouvoirs séparateurs de $0,1^\circ$ et $0,035^\circ$ qui exigeraient pour être obtenus naturellement des antennes de largeur de 21 mètres et 60 mètres.

1.2.3 Traitement focalisé par réception adaptée

a Principe de base

Le traitement précédent n'est pas un traitement optimum car il ne prend pas pleinement en compte la structure de signal reçu, le traitement dit focalisé consiste à réaliser ce traitement optimum.

Sans tenir compte de la découpe du signal, on peut écrire que son signal vidéo équivalent a comme expression :

$$z(t) = A(t) \cdot \exp \left\{ j\phi_0 - \frac{j2\pi \cdot V^2 t^2}{\lambda \cdot D} \right\}$$

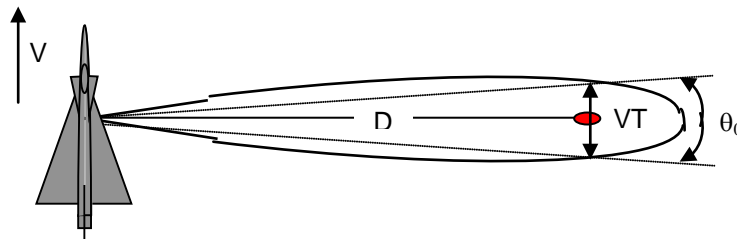
c'est un signal dont la phase est modulée paraboliquement au cours du temps et donc la fréquence est modulée linéairement au cours du temps selon l'expression:

$$f = \frac{-2V^2 t}{\lambda \cdot D}$$

On se trouve donc dans le cas d'un filtrage adapté à réaliser sur une rampe linéaire de fréquence de pente dépendant de la distance observée, que l'on pourra réaliser par corrélation.

$A(t)$, amplitude du signal reçu au cours du temps dépend de la position du signal. Si $G(\theta)$ est le gain en puissance de l'antenne utilisée, cette amplitude aura pour expression :

$$\theta \cong \sin(\theta) = V \cdot t / D ; A(t) = \gamma G(\theta) \approx \gamma G\left(\frac{V \cdot t}{D}\right)$$



Si θ_0 est l'ouverture à 3 dB de l'aérien, la durée utile d'observation du signal sera alors :

$$T = \frac{\theta_0 \cdot D}{V} \approx \frac{\lambda \cdot D}{L \cdot V}$$

où L est la largeur de l'antenne utilisée.

La bande totale de modulation de fréquence du signal reçu est alors:

$$\Delta F = \frac{2 \cdot V^2 \cdot T}{\lambda \cdot D} = \frac{2 \cdot V}{L}$$

Il en résulte un pouvoir séparateur en temps de:

$$\delta t = \frac{1}{\Delta F} = \frac{L}{2 \cdot V}$$

auquel est associé un pouvoir séparateur en distance:

$$\delta x = V \cdot \delta t = \frac{L}{2}$$

Ce pouvoir séparateur est indépendant de la distance observée, il ne dépend, lorsque toute la durée utile du signal est utilisée, que de la largeur de l'antenne utilisée.

On peut également noter dans ce cas optimum que :

$$T \cdot \Delta F = \frac{\lambda \cdot D}{L \cdot V} \frac{2 \cdot V}{L} = \frac{2\lambda \cdot D}{L^2} = \frac{\lambda}{L} D \frac{2}{L} = \theta_0 \cdot D \frac{1}{L/2}$$

$$T \cdot \Delta F = \frac{\theta_0 \cdot D}{\delta x}$$

donc égal au rapport entre la distance observée et le pouvoir séparateur du radar. $T \cdot \Delta F$ est donc ici le gain de pouvoir séparateur en distance latérale du radar, de même nature que le gain de pouvoir séparateur en distance longitudinale par compression d'impulsions ou corrélation. On notera cependant que l'échelle des temps et les bandes traitées sont très différentes.

D'autres propriétés pourront découler de cette similitude, notamment l'existence de lobes secondaires en distance latérale ne dépendant que de $A(t)$, qu'il conviendra de corriger par une pondération de l'amplitude du signal avant corrélation, si la pondération naturelle par le lobe d'antenne est insuffisante.

b Effet des cibles mobiles

Les résultats précédents ne sont valables que sur des échos fixes. Les échos mobiles de part leur fréquence doppler propre, provoquent un glissement supplémentaire de la fréquence du signal reçu qui devient :

$$f = f_d - \frac{2V^2 t}{\lambda \cdot D}$$

Pour $f_d \ll \Delta F$, il en résulte une erreur sur la « position latérale » de la cible mobile telle que :

$$f_d = \frac{2V^2 \varepsilon_t}{\lambda \cdot D} = \frac{2V \varepsilon_x}{\lambda \cdot D} = \frac{2V_R}{\lambda}$$

Si V_R est la vitesse radiale de la cible, soit :

$$\varepsilon_x = \frac{V}{V_R} D$$

valeur qui croît très rapidement si on ne compense pas cette fréquence doppler de manière très fine. Des filtrages après compensation de f_d sont possibles mais deviennent rapidement très complexes si on veut, avec ce type de traitement, traiter une gamme étendue de fréquence doppler.

1.2.4 Cas des radars à impulsions

a Condition liée à l'échantillonnage

Le cas des radars à impulsions diffère du cas théorique traité ci-avant par le fait que le signal est échantillonné par un train d'impulsions de durée τ et de fréquence de répétition $f_R = 1/T_R$, si $\tau \ll T_R$, ce qui est généralement le cas.

Cet échantillonnage doit répondre au théorème de Shannon. En conséquence, f_R doit être supérieur à la bande du signal traité, soit pour le traitement optimum où $\Delta F = 2V/L$:

$$f_R \geq \frac{2V}{L}$$

Le nombre d'impulsions prises en compte pendant la durée du traitement sera alors :

$$N_E = \frac{T}{T_R} = \frac{\lambda \cdot D}{L \cdot V} \cdot f_R$$

b Phénomène de migration

Pendant la durée totale de l'observation, l'abscisse d'un point observé varie de :

$$x_0 = V \cdot T$$

Dans le cas d'un échantillon centré pris sur la durée totale du signal, l'abscisse des points observés est comprise entre $-x_0/2$ et $+x_0/2$ et la distance à laquelle ils sont observés varie de :

$$D \leq \rho \leq D + \frac{x_0^2}{8 \cdot D}$$

soit une variation totale de la distance de l'écho au radar :

$$\delta D = \frac{x_0^2}{8 \cdot D} = \frac{V^2 T^2}{8 \cdot D}$$

On doit alors vérifier que cet écart est compatible de la taille de la cellule de confusion du radar, soit :

$$\delta D < \frac{C \cdot \tau}{2}$$

Ce qui amène dans le cas optimum, pour une cellule d'observation homogène, de dimensions « r^*r » telle que :

$$r = \frac{C \cdot \tau}{2} = \frac{L}{2}$$

et avec :

$$T = \frac{\lambda \cdot D}{L \cdot V}$$

à l'expression finale :

$$r \geq \frac{1}{2} \sqrt[3]{\frac{\lambda^2 \cdot D}{4}}$$

valeur qui représente la meilleure résolution que l'on peut obtenir en trouvant tous les échantillons du signal dans la même cellule en distance.

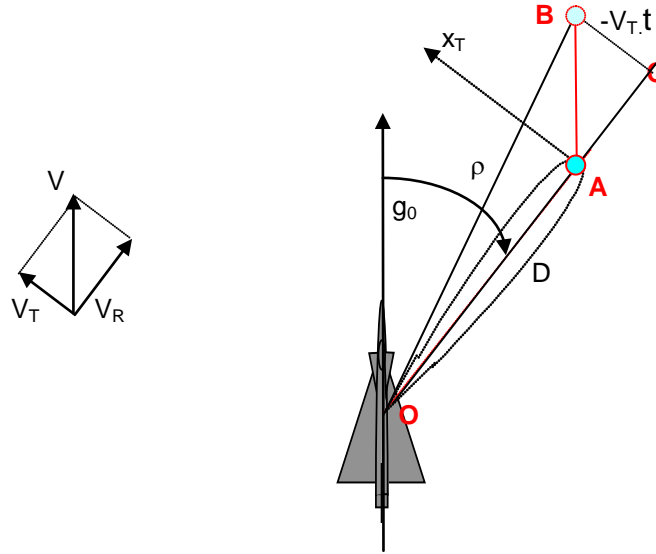
Si cette condition n'est pas remplie, il devient nécessaire de réaliser des « corrections de migration » en allant chercher les échantillons à traiter dans des cases distances différentes, avant d'opérer la corrélation.

Pour être efficaces, ces corrections de migration pourront demander un suréchantillonnage en distance afin de ne pas introduire de pertes sur le signal dépendantes de ρ , donc de l'abscisse du point observé. Après correction les cases distance normales sont reconstituées.

1.2.5 Cas des antennes inclinées fixes

a Effet de l'inclinaison de l'antenne

Considérons une antenne orientée au gisement g_0 par rapport à la route du porteur, comme sur le schéma ci-après :



On considère la direction perpendiculaire à la direction de visée de l'antenne radar: Ax_T ou direction transverse.

- $V_T = V \sin g_0$
- $x_T = -V_T \cdot t$
- $V_R = V \cos g_0$

Par ailleurs : $AB = x = -V \cdot t$; $OA = D$; $OB = \rho$

La distance radar cible est établie en considérant le triangle OBC.

$$\overline{OB}^2 = \overline{OC}^2 + \overline{CB}^2 = \left(\overline{OA} + \overline{AB} \cdot \cos g_0 \right)^2 + \left(\overline{AB} \cdot \sin g_0 \right)^2$$

$$\rho^2 = \left(D - V \cdot t \cdot \cos g_0 \right)^2 + \left(V \cdot t \cdot \sin g_0 \right)^2$$

$$\rho^2 \approx \left(D - V \cdot t \cdot \cos g_0 \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{V^2 \cdot t^2 \sin^2 g_0}{D^2} \right)$$

$$\rho \approx \left(D - V \cdot t \cdot \cos g_0 \right) \cdot \left(1 + \frac{V^2 \cdot t^2 \sin^2 g_0}{2D^2} \right)$$

$$\rho \approx D - V \cdot t \cdot \cos g_0 + \frac{V^2 \cdot t^2 \sin^2 g_0}{2D}$$

D'où la fréquence du signal reçu :

$$f = -\frac{2}{\lambda} \frac{d\rho}{dt} = \frac{2V \cdot \cos g_0}{\lambda} - \frac{2V^2 \sin^2 g_0 \cdot t}{\lambda \cdot D}$$

Ce qui amène à l'expression finale :

$$f = \frac{2V_R}{\lambda} + \frac{2V_T^2 \cdot t}{\lambda \cdot D}$$

On trouve dans ce cas un décalage doppler lié à la vitesse de rapprochement de la cible : $V_R = V \cos(g_0)$, lié à un doppler utile de même forme que celui mis en évidence au paragraphe 1.2.1, lié à la vitesse transverse du porteur $V_T = V \sin(g_0)$.

Toutes les relations établies précédemment restent donc vérifiées, à condition de remplacer la vitesse V par $V_T = V \sin(g_0)$, en particulier :

$$\Delta F = \frac{2V_T}{L} = \left| \frac{2V \cdot \sin g_0}{L} \right| \qquad \delta t = \frac{1}{\Delta F} = \left| \frac{L}{2V \cdot \sin g_0} \right|$$

$$T = \frac{\lambda \cdot D}{V_T \cdot L} = \left| \frac{\lambda \cdot D}{V \cdot L \cdot \sin g_0} \right| \qquad \delta x = V \cdot \delta t = \frac{L}{2 \cdot \sin g_0}$$

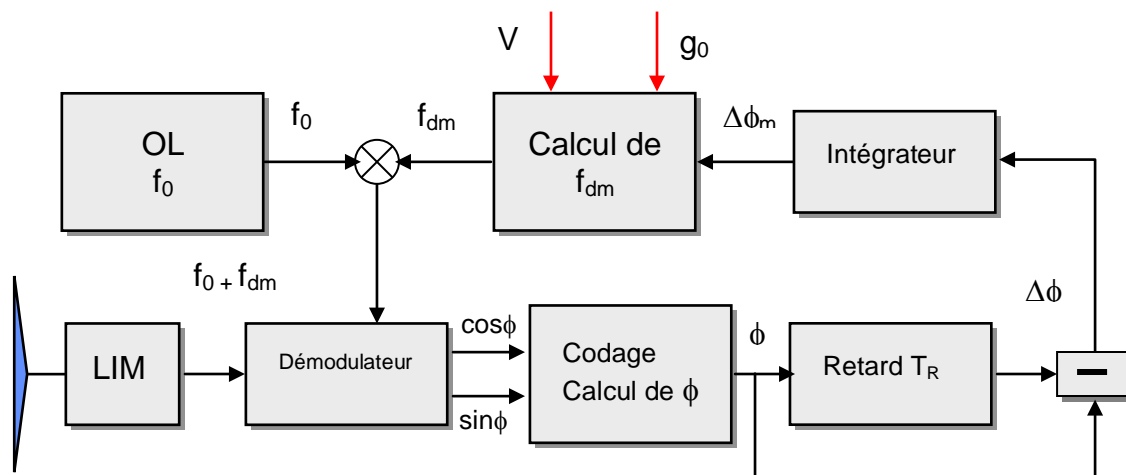
$$T \cdot \Delta F = \frac{2\lambda \cdot D}{L^2} \qquad \delta x_T = \delta x \cdot \sin g_0 = \frac{L}{2}$$

Le pouvoir séparateur transverse reste constant, par contre la durée du signal à traiter varie comme $1/\sin(g_0)$.

b Compensation de l'inclinaison de l'aérien

Afin de pouvoir exploiter l'effet de la vitesse transverse V_T , il conviendra de corriger le doppler moyen des échos : f_{dm} , lié à la vitesse radiale : $V_R = V \cos(g_0)$.

On recherchera à réaliser une référence de fréquence doppler, asservie sur le doppler moyen des échos vus par radar, comme par exemple selon le schéma ci-après :



La connaissance à priori de la vitesse du porteur et du gisement de l'antenne permet une première estimation de f_{dm} qui est ajoutée à la fréquence f_0 de l'oscillateur de référence du récepteur, avant démodulation du signal.

Le signal issu du récepteur est après limitation démodulé par cette référence. On calcule ensuite sa phase et sa variation de phase d'une récurrence à la suivante. Si la référence est exacte on doit avoir $\Delta\phi = 0$. La valeur de $\Delta\phi$ obtenue par moyennage (sur plusieurs récurrences et /ou plusieurs cellules distances), peut donc servir de terme correcteur pour estimer aussi finement que possible la valeur de f_{dm} qui rentrera dans la boucle.

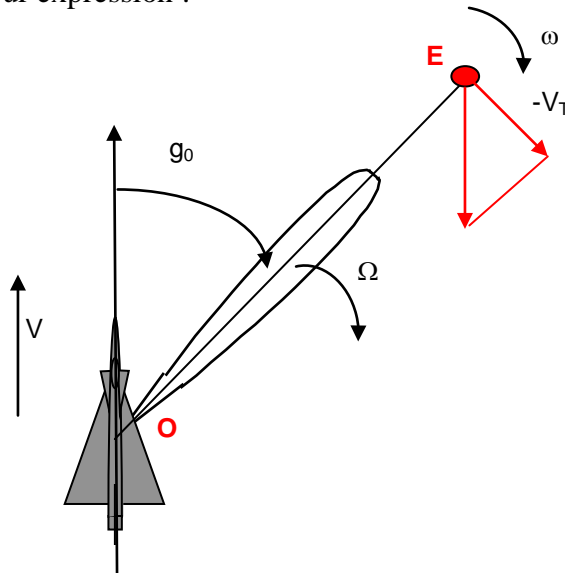
On peut en outre remarquer que, comme il est possible de mesurer g_0 avec une grande précision, la boucle une fois accrochée peut fournir une excellente estimation du vecteur vitesse du porteur, meilleure que la référence initiale, qui sera délivrée à son tour au système navigation du porteur.

1.2.6 Affinage de faisceau des antennes en rotation

a Principe de base

Le principe de l'affinage doppler peut être appliqué sur une antenne en rotation, cependant du fait de la rotation de l'aérien le problème se présente, à priori, de façon légèrement différente.

Plaçons nous dans une direction de référence g_0 , atteinte par l'antenne à un instant t_0 . Le gisement de l'antenne aura pour expression :



$$g_A = g_0 + \Omega \cdot (t - t_0)$$

Un écho fixe E situé au gisement g_0 à l'instant t_0 et à la distance D du radar présente, vu du point O, une rotation apparente de vitesse angulaire :

$$\omega = \frac{-V_T}{D} = \frac{-V \cdot \sin g_0}{D}$$

Son gisement, pendant un intervalle de temps faible autour de t_0 peut s'écrire :

$$g_E = g_0 + \omega \cdot (t - t_0)$$

Il en résulte que:

- en moyenne les échos interceptés par l'antenne présentent une fréquence doppler :

$$f_{dm} = \frac{2V \cdot \cos g_A}{\lambda} = \frac{2V}{\lambda} \cdot \cos(g_0 + \Omega \cdot (t - t_0))$$

- un écho ponctuel donné E présente autour du gisement g_0 une fréquence doppler :

$$f_{dE} = \frac{2V \cdot \cos g_E}{\lambda} = \frac{2V}{\lambda} \cdot \cos(g_0 + \omega \cdot (t - t_0))$$

La fréquence doppler relative de l'écho isolé E par rapport à l'ensemble des échos vus par l'antenne sera alors :

$$f = f_{dE} - f_{dm} =$$

$$\frac{2V}{\lambda} \left[\cos g_0 \cos(\omega \cdot (t - t_0)) - \sin g_0 \sin(\omega \cdot (t - t_0)) - \cos g_0 \cos(\Omega \cdot (t - t_0)) + \sin g_0 \sin(\Omega \cdot (t - t_0)) \right]$$

Dans le cas pratique traité $\Omega(t - t_0) \leq \theta_0/2$, demie ouverture à 3 dB de l'aérien et $\omega < \Omega$, on peut donc considérer les cosinus comme voisin de « 1 » et les sinus égaux à leur arc, ce qui entraîne :

$$f = \frac{2V}{\lambda} \cdot \sin g_0 \cdot (\Omega - \omega) \cdot (t - t_0)$$

On voit ainsi apparaître une modulation linéaire de fréquence liée à la rotation relative $(\Omega - \omega)$ de l'aérien par rapport à l'écho ponctuel E qui pourra être exploitée par un traitement adapté.

b Compensation de la rotation de l'aérien

Afin de pouvoir exploiter le phénomène mis en évidence ci-avant, il conviendra de corriger le doppler moyen des échos vue par le radar. Dans le cas des radars possédant une voie monopulse la correction peut être faite selon le procédé décrit au § 11.3 du chapitre 13. Dans les autres cas, on se ramènera au procédé décrit au paragraphe précédent, le gisement à prendre en compte devenant : $g_A = \Omega t$.

Cette boucle de compensation mise en oeuvre, on pourra s'intéresser à l'évolution fine de la fréquence doppler des échos reçus par le radar.

c Filtrage du signal, performances

Il reste à exploiter un signal dont la fréquence est une fonction linéaire du temps :

$$f = \frac{2V}{\lambda} \cdot \sin g_0 \cdot (\Omega - \omega) \cdot (t - t_0)$$

issu d'un écho occupant le gisement g_0 à l'instant t_0 . La vitesse angulaire relative du lobe d'antenne par rapport à cet écho est :

$$\omega_r = \Omega - \omega$$

Le temps de passage du lobe d'antenne, d'ouverture θ_0 , sur l'écho considéré sera alors :

$$T = \frac{\theta_0}{\Omega - \omega} = \frac{\lambda}{L \cdot (\Omega - \omega)}$$

La bande passante du signal traité sera alors :

$$\Delta F = f \cdot T = \left| \frac{2V}{L} \cdot \sin g_0 \right|$$

On remarque que c'est également l'expression trouvée dans le cas de l'antenne inclinée fixe. Le pouvoir séparateur temporel après traitement optimum sera :

$$\delta t = \frac{1}{\Delta F} = \frac{L}{2V \cdot |\sin g_0|}$$

D'ou le pouvoir séparateur angulaire du radar :

$$\delta \theta = \omega_r \cdot \delta t = \frac{L \cdot (\Omega - \omega)}{2V \cdot |\sin g_0|}$$

Cela correspond à un affinement du lobe dans le rapport :

$$\frac{\theta_0}{\delta\theta} = \frac{\lambda}{\delta\theta \cdot L} = \frac{2\lambda \cdot V \cdot |\sin g_0|}{L^2 \cdot (\Omega - \omega)} = T \cdot \Delta F$$

Par ailleurs, le produit $T \Delta F$, est égal au nombre d'échantillons indépendants sur le signal, N_E .

d Normalisation de la performance : Antenne à vitesse angulaire variable

On peut, en jouant sur la vitesse de rotation de l'aérien, tenter de rendre constant le pouvoir séparateur angulaire. Il suffit pour cela de rendre constant le terme :

$$\frac{\Omega - \omega}{\sin g_0}$$

Au gisement $\pi/2$ on a :

$$\Omega = \Omega_n \Rightarrow \omega = -V/D \Rightarrow \sin g_0 = 1$$

à un gisement g quelconque, on devra égaliser les deux relations :

$$\frac{\Omega - \omega}{\sin g} = \Omega_n + \frac{V}{D}$$

connaissant :

$$\omega = \frac{-V \cdot \sin g}{D}$$

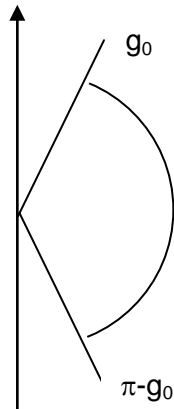
Ce qui amène à l'expression :

$$\Omega = \Omega_n \cdot \sin g$$

soit pour balayer un secteur dg autour du gisement g , un temps :

$$dt = \frac{dg}{\Omega_n \cdot \sin g}$$

dont l'intégration sur un demi secteur d'observation donne :



$$\Delta T = \frac{1}{\Omega_n} \int_{g_0}^{\pi - g_0} \frac{dg}{\sin g} = \frac{1}{\Omega_n} [\ln(\operatorname{tg}(g/2))]_{g_0}^{\pi - g_0}$$

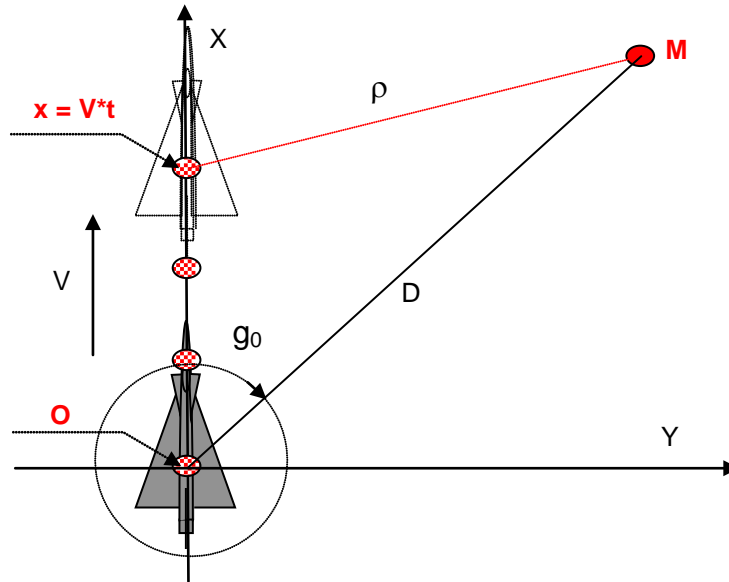
$$\Delta T = \frac{-2 \cdot \ln(\operatorname{tg}(g_0/2))}{\Omega_n}$$

expression qui tend vers l'infini lorsque g_0 tend vers zéro. Par exemple si $g_0 = 20^\circ$ (secteur de 140°) et $\Omega_n = 1 \text{ rad/sec}$ ($= 57^\circ/\text{sec}$). $\Delta T = 3,5$ secondes, au lieu de 2,5 secondes à vitesse constante. Par contre si $g_0 = 10^\circ$, ce temps de balayage monte à 4,9 secondes.

Nota : On peut aussi tenter de rendre constant le pouvoir séparateur selon OX, dans ce cas, tout en vérifiant le respect de la condition $\omega \ll \Omega$, on devra poser $\Omega = \Omega_n \sin^2 g$.

1.2.7 Unicité des différents procédés, notion d'antenne synthétique

Les radars à antenne latérale ou à affinement de lobes se différencient des autres types de radar par leur traitement particulier du signal reçu. Leur comportement à l'émission est donc identique à celui des radars classiques à chaîne d'émission réception cohérente. A la réception, on caractérise les signaux reçus par leur phase. Dans une direction quelconque, cette phase est liée au trajet des ondes et donc à la distance radar cible comme illustré sur le schéma ci-après.



Soit un repère fixe XOY, contenant à son origine le radar au temps $t = 0$, et M un point fixe de cet espace. A un instant t le radar occupe sur l'axe OX la position :

$$x = V \cdot t$$

et la distance radar cible a pour expression:

$$\rho^2 = D^2 + x^2 - 2 \cdot x \cdot D \cdot \cos g_0$$

Le radar émettant un signal périodique de période T_R , posons:

- $d = V \cdot T_R$
- $t = n T_R$
- $x = n \cdot d$

d'où l'expression donnant la distance radar - écho à l'instant $n T_R$, en notant que $n \cdot d$ reste petit devant D :

$$\rho_n = D - n \cdot d \cdot \cos g_0 + \frac{n^2 \cdot d^2}{2 \cdot D}$$

D'où la phase de chaque impulsion reçue :

$$\phi_n = \frac{-4\pi\rho_n}{\lambda} = \phi_0 + \frac{4\pi \cdot n \cdot d \cdot \cos g_0}{\lambda} - \frac{2\pi \cdot n^2 \cdot d^2}{\lambda \cdot D}$$

Nous allons définir un traitement du signal reçu par corrélation.

Le signal s_n reçu par le radar a pour expression :

$$s_n = A_n \cdot \exp \left\{ j\phi_0 + j \frac{4\pi \cdot n \cdot d \cdot \cos g_0}{\lambda} - j \frac{2\pi \cdot n^2 \cdot d^2}{\lambda \cdot D} \right\}$$

et sa réplique adaptée :

$$r_n = \exp \left\{ -j \frac{4\pi \cdot n \cdot d \cdot \cos g_0}{\lambda} + j \frac{2\pi \cdot n^2 \cdot d^2}{\lambda \cdot D} \right\}$$

La corrélation du signal par la réplique pour un train d'impulsion centré autour de l'origine des temps donnera donc le signal :

$$\Gamma(g_0) = \sum_{-N/2}^{N/2} s_n \cdot r_n = e^{j\phi_0} \cdot \sum_{-N/2}^{N/2} A_n$$

Par contre pour un objet situé dans une direction voisine de l'espace le signal reçu par le radar s'écrira:

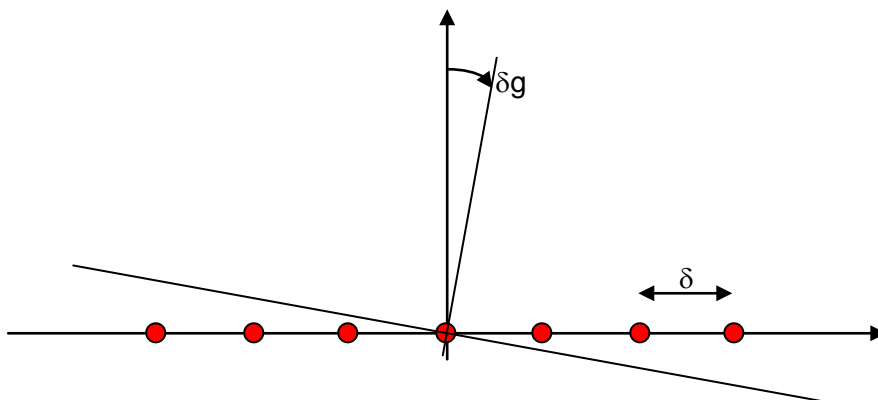
$$s_n(g_0 + \delta g) = A_n \cdot \exp \left\{ j\phi_0 + j \frac{4\pi \cdot n \cdot d \cdot \cos(g_0 + \delta g)}{\lambda} - j \frac{2\pi \cdot n^2 \cdot d^2}{\lambda \cdot D} \right\}$$

et le résultat de la corrélation deviendra:

$$\Gamma(g_0 + \delta g) = e^{j\phi_0} \sum_{-N/2}^{N/2} A_n \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi \cdot n \cdot d}{\lambda} (\cos(g_0 + \delta g) - \cos g_0) \right\}$$

$$\Gamma(g_0 + \delta g) \approx e^{j\phi_0} \sum_{-N/2}^{N/2} A_n \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi \cdot n \cdot d}{\lambda} \cdot \sin g_0 \cdot \sin \delta g \right\}$$

On peut comparer cette expression avec celle d'un signal perçu par un alignement comportant $N+1$ sources, perpendiculaire à OM et observant direction δg .



$$E(\delta g) = \sum_{-N/2}^{N/2} E_n \exp \left\{ -j \frac{2\pi \cdot \delta \cdot \sin \delta g}{\lambda} \right\}$$

Ces deux expressions sont de même nature. Elles donnent le même résultat si :

$$A_n = E_n$$

$$\delta = 2 \cdot d \cdot \sin g_0$$

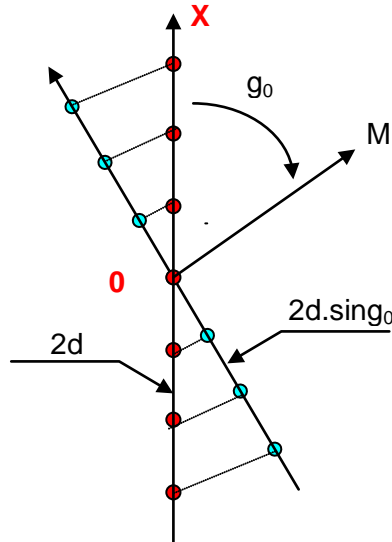
Soit un réseau de longueur totale:

$$N \cdot \delta = 2 N d \sin(g_0)$$

émettant perpendiculairement à son plan de source, ou un réseau de longueur totale:

$$\Lambda = 2N \cdot d$$

émettant dans la direction g_0 et aligné selon OX.



D'où une première notion d'une antenne synthétique fournissant un signal équivalent à celui issu du traitement qui serait formé d'éléments fictifs, ayant la directivité de l'antenne du radar embarqué, disposés selon OX et régulièrement espacés de :

$$\delta \Lambda = 2d = 2V \cdot T_R$$

la longueur totale de cet alignement s'écrivant:

$$\Lambda = N \cdot 2V T_R = 2V \cdot T$$

si T est la durée totale de la mesure.

Le pouvoir séparateur d'un tel alignement dans la direction g_0 est alors :

$$\delta g = \frac{\lambda}{\Lambda \cdot \sin g_0} = \frac{\lambda}{2V \cdot T \cdot \sin g_0}$$

On a démontré par ailleurs (§ 1.2.6-c) que :

$$T = \frac{\lambda}{L(\Omega - \omega)}$$

D'où une première expression de δg :

$$\delta g = \frac{L(\Omega - \omega)}{2V \cdot \sin g_0}$$

Soit en remplaçant ω par sa valeur $\omega = -V \cdot \sin g_0 / D$

$$\delta g = \frac{L}{2} \left(\frac{\Omega}{V \cdot \sin g_0} + \frac{1}{D} \right)$$

Ces expressions résument le comportement de tous les procédés d'affinage doppler. en effet :

La première est celle démontrée au paragraphe 1.2.6 pour l'affinage de faisceau des antennes en rotation.

La seconde expression s'applique aux antennes latérales avec :

- $g_0 = \pi/2$
- $\text{sing}_0 = 1$
- $\Omega = 0$

ce qui amène :

$$\delta g = \frac{L}{2 \cdot D}$$

$$\delta x = D \cdot \delta g = \frac{L}{2}$$

Dans le cas des antennes inclinées elle devient :

$$\delta x_T = D \cdot \delta g = \frac{L}{2}$$

$$\delta x = \frac{L}{2 \cdot \text{sing}_0}$$

La notion d'antenne synthétique permet donc de retrouver les performances des deux types de traitement qui, vu sous cet angle, se différencient essentiellement par la durée de la mesure.

Cet aspect des choses entraîne deux remarques:

- l'espacement des «sources fictives» de l'alignement : $\delta\Lambda = 2V \cdot T_R = 2V/f_R$, est généralement supérieur à la longueur d'onde. D'où l'apparition possible de lobes de périodicité si la directivité élémentaire de chaque source, qui est celle de l'antenne du radar, n'est pas suffisante pour masquer ce phénomène.
- la taille de l'antenne synthétique est très importante.

Par exemple pour :

$$L = 100 \text{ cm}, \lambda = 3 \text{ cm}, V = 150 \text{ m/s}, g_0 = \pi/2, D = 10\,000 \text{ m},$$

Pour $\Omega = 0$:

$$\Lambda = 2V \cdot T = 2\lambda \cdot D/L = 600 \text{ m}$$

Pour $\Omega = 115^\circ/\text{s} = 2 \text{ rd/s}$

$$\Lambda = 2V \cdot T = 2\lambda/L \cdot V/\Omega = 4.5 \text{ m}$$

Il pourra donc être nécessaire de tenir compte de la sphéricité des ondes.

Ceci peut être fait dans le cas de l'antenne latérale où la réplique utilisée est une fonction de la distance D.

Sinon, cela amène à imposer une distance inférieure limite de focalisation, dépendant de la dimension Λ de l'antenne fictive, et égale à :

$$D_{\min} = \frac{(\Lambda)^2}{\lambda} = \frac{(2V \cdot T)^2}{\lambda}$$

1.3 EXEMPLES DE DIMENSIONNEMENT

1.3.1 Puissance de calcul nécessaire au traitement focalisé

Un dernier paramètre dimensionnant de ce traitement est la puissance de calcul nécessaire pour la corrélation. En effet, sans procédés spéciaux il faut effectuer $4N$ multiplications et $4N$ additions pour une corrélation complexe de N termes.

Soit dans chaque cellule distance, si le traitement est effectué en temps réel, $8N$ opérations à effectuer pendant le temps de passage dans la cellule de résolution :

$$\delta t = \frac{\delta x}{V} = \frac{L}{2V} = \frac{1}{\Delta F}$$

Soit pour N_D cellules distance et N_E d'échantillons par signal traité, un nombre d'opérations par seconde :

$$N_{ops} = 8 \cdot N_E \cdot N_D \cdot \Delta F$$

Ce traitement en temps réel s'accompagne néanmoins d'un retard constant égal à :

$$\Delta t = N_E \cdot T_R$$

temps de formation des N_E échantillons, auquel pourra être ajouté le temps de chargement du calcul.

1.3.2 Exemple 1 : radar aéroporté

Soit un radar aéroporté répondant aux caractéristiques suivantes :

- $V = 150$ m/s,
- $\lambda = 3$ cm, $L = 1,5$ m
- $f_R = 2500$ Hz,
- $\tau = 5$ n sec (après compression),
- Distances observées : 1000 à 5000 m à incidence faible.

Pouvoir séparateur théorique:

- en distance radiale : $C \tau/2 = 0,75$ m,
- en distance selon route avion : 0,75 m

Durée d'une corrélation à la distance moyenne de 3000 m :

$$T = \frac{\lambda D}{LV} = 0,4 \text{ sec.}$$

Largeur moyenne de la zone prise en compte :

$$x_0 = T \cdot V = 60 \text{ m}$$

Valeurs maximales : $T_{max} = 0,67$ sec $\rightarrow X_{0_{max}} = 100$ m

Migration des échos :

$$\delta D_{moy} = \frac{x_0^2}{8D} = 0,15 \text{ m}$$

$$\delta D_{max} = 0,25 \text{ m}$$

elle reste négligeable devant la résolution en distance choisie de 0,75 m.

Bande du signal traité :

$$\Delta F = \frac{2V}{L} = 200 \text{ Hz}$$

Adéquation de la fréquence de récurrence :

On doit vérifier les deux conditions suivantes :

- $f_R \geq \Delta F \rightarrow f_R \geq 200 \text{ Hz}$

pour que les signaux soient correctement échantillonnés, et:

- $CT_R/2 \geq D_{\max}$; ou $f_R \leq C/2 \cdot D_{\max} \rightarrow f_R \leq 30000 \text{ Hz}$

si on désire réaliser un radar non ambigu en distance. Dans le cas choisi cette condition est facilement réalisée.

Nombre d'échos traités dans une corrélation

$$N_E = T \cdot f_R = 1000$$

Nombre de distances traitées :

$$N_D = (D_{\max} - D_{\min}) / (C \cdot \tau / 2) = 5333$$

Taille de la mémoire nécessaire si le traitement est en temps réel :

$$M = N_E \cdot N_D = 5,3 \text{ Méga mots}$$

Puissance de calcul :

$$N_{\text{ops}} = 8 \cdot N_E \cdot N_D \cdot \Delta F = 8,5 \cdot 10^9 \text{ opérations/seconde.}$$

Ce nombre peut être réduit car f_R a été choisi grand devant ΔF . Pour cela on peut placer un filtre de bande ΔF devant le signal reçu et l'échantillonner ensuite tous les $\delta t = 1/\Delta F$, on aura alors :

$$N_E = T \cdot \Delta F = 80$$

$$N_{\text{ops}} = 6,8 \cdot 10^8 \text{ opérations/seconde.}$$

Dans ce cas optimal on peut écrire une expression de N_{ops} , sous la forme suivante, en supposant une résolution $r = L/2 = C\tau/2$:

$$N_E = T \cdot \Delta F = \frac{2\lambda D}{L^2} = \frac{\lambda D}{2 \cdot r^2}$$

pour la valeur moyenne de D.

Et par ailleurs :

- $N_D = \Delta y / r$ (ou ΔD aux incidences rasantes)
- $\Delta F = 2V/L = V/r$

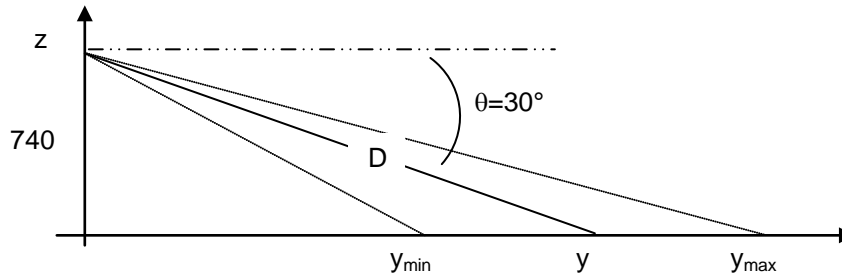
soit:

$$N_{\text{ops}}(\text{cas optimal}) = 4 \frac{\lambda \cdot D_{\text{moy}} \cdot \Delta y \cdot V}{r^4}$$

qui met bien en évidence les paramètres dimensionnants et en particulier l'influence de la résolution.

1.3.3 Exemple 2 : radar sur satellite

- $V = 7\,500$ m/s
- $\lambda = 6$ cm
- résolution: $r = 5 \times 5$ m
- ouverture en site de l'antenne: 1°
- altitude $Z = 740$ km
- angle de visée: $\theta = 30^\circ$
- approximation terre plate, **distance moyenne observée** :



$$D = z / \sin \theta = 1480 \text{ km}$$

Zone incluse dans le lobe à 3dB en site :

- $y_{\min} = 740 / \tan(30,5^\circ) = 1256$ km
- $y_{\max} = 740 / \tan(29,5^\circ) = 1307$ km
- $\Delta y = y_{\max} - y_{\min} \approx 50$ km (largeur de fauchée)

Durée d'une corrélation ($L = 2r = 10$ m) :

$$T = \frac{\lambda \cdot D}{L \cdot V} = 1,184 \text{ s}$$

Largeur moyenne prise en compte :

$$x_0 = V \cdot T = 8880 \text{ m}$$

Migration des échos :

$$\delta D = \frac{x_0^2}{8 \cdot D} = 6,66 \text{ m} > r$$

une correction de migration sera donc nécessaire.

Bande du signal émis :

$$\Delta F = \frac{2 \cdot V}{L} = 1500 \text{ Hz}$$

Choix de la fréquence de récurrence :

On doit vérifier les deux contraintes suivantes :

- $f_R \geq \Delta F$; soit : $f_R \geq 1500$ Hz
- $f_R \leq C / 2 \cdot D_{\max}$; soit : $f_R \leq 100$ Hz

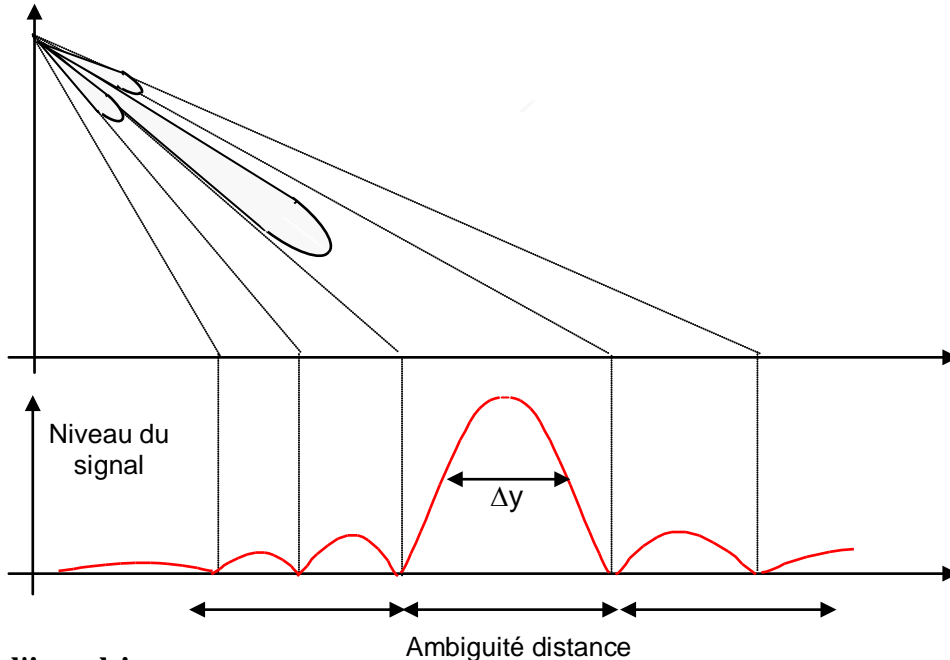
Ces deux exigences sont incompatibles, il sera donc nécessaire, pour respecter la cadence d'échantillonnage, de choisir un radar ambigu en distance.

Dans ce cas, on se servira de la directivité en site de l'aérien pour lever l'ambiguïté en distance. On considère que des zones sont convenablement isolées du lobe principal si elles sont distantes du double de l'ouverture à 3 dB de l'aérien, on peut donc écrire :

$$\Delta D = \frac{z}{\sin(29^\circ)} - \frac{z}{\sin(31^\circ)} = 90 \text{ km}$$

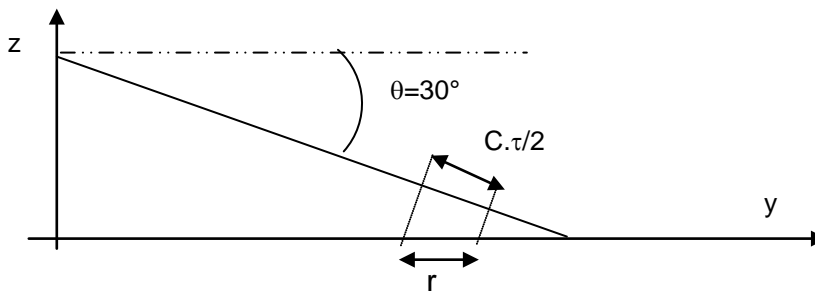
$$f_R \leq C/2.\Delta D = 1667 \text{ Hz}$$

Dans ces conditions la valeur $f_R = 1500 \text{ Hz}$, adaptée à l'échantillonnage pourra être retenue. Le pouvoir séparateur en « y » nécessaire au lever de l'ambiguïté dépendra alors de la qualité des lobes secondaires en site de l'antenne, comme l'illustre le schéma suivant.



Durée de l'impulsion « reçue » :

Il faut respecter la résolution distance selon l'axe y, ce qui impose :



$$r = \frac{C.\tau}{2} \cdot \frac{1}{\cos \theta}$$

$$\tau = \frac{2.r.\cos \theta}{C} = 2,9.10^{-9} \text{ s} = 29.\text{nano sec}$$

soit une bande d'impulsion de 35 MHz environ.

De telles performances nécessiteront l'emploi de la compression des impulsions.

Nombre d'échos traités dans une corrélation :

$$N_E = T.\Delta F = 1776$$

Nombre de distances traitées :

$$N_D = \Delta y / r = 10000$$

Taille de la mémoire :

$$M = N_E \cdot N_D = 18 \text{ Méga mots}$$

Puissance de calcul :

$$N_{ops} = 8 \cdot N_E \cdot N_D \cdot \Delta F = 2,13 \cdot 10^{11} \text{ ope/sec}$$

Ce nombre d'opérations par seconde devient considérable. Il conviendra donc de tenter de le réduire si on veut effectuer le traitement en temps réel ou de retransmettre l'information au sol pour traitement.

Dans le cas où la transmission serait faite en temps réel, il faudrait transmettre les N_D mots pendant la durée $\tau = 1/\Delta F$ du signal traité, de manière que ces mots puissent être relus en temps légèrement différé et traités en temps réel. Le débit de la liaison devrait être :

$$I = N_D \cdot \Delta F = 10000 \cdot 1500 = 15 \text{ Méga mots / seconde}$$

Soit pour des mots complexes de 26 bits (2 fois 12 bits + signe) :

$$I = 390 \text{ Méga bits / seconde}$$

1.3.4 Exemple 3 : affinage de faisceau

- $\lambda = 3 \text{ cm}$
- $L = 45 \text{ cm}$
- $V = 150 \text{ m/s}$
- $\Omega = 1 \text{ rd/s}$
- $f_R = 1500 \text{ Hz}$
- $\tau = 0.1 \mu\text{s}$
- $D_{min} = 5000 \text{ m}$
- $D_{max} = 50000 \text{ m}$

La valeur maximale de ω est :

$$\omega = V/D = 150 / 4000 = 0,038 \text{ rd/s,}$$

donc négligeable devant Ω .

Ouverture à 3 dB de l'aérien $\lambda/L = 67 \text{ m rd} = 3,8^\circ = \theta_0$

Taux d'affinage maximal:

$$\frac{\theta_0}{\delta\theta} = \frac{2 \cdot \lambda \cdot V}{L^2} = 44$$

Pouvoir séparateur angulaire :

$$\delta\theta = 1,5 \text{ mrd}$$

Bande du signal :

$$\Delta F_{max} = \frac{2 \cdot V}{L} = 667 \text{ Hz}$$

Fréquence de répétition :

Elle doit respecter les deux conditions :

$$f_R > 667 \text{ Hz} \quad \text{et} \quad f_R < C/2D_{\max} = 3000 \text{ Hz}$$

La valeur de 1500 Hz est ici bien choisie.

Migration des échos :

Durée d'une mesure: $T = \theta_0/\Omega = 67.10^{-3} \text{ s}$

$$\delta D_{\max} = V.T = 10 \text{ m}$$

Pour un pouvoir séparateur en distance: $\delta D = 15 \text{ m}$. La condition est juste respectée.

Puissance de calcul nécessaire :

- Nombre d'échos à traiter par mesure : $N_E = T.f_R = 100$
- Nombre de cellules distance : 3 000

$$N_{\text{ops}} = 8.N_E.N_D.\Delta F = 1,6 \cdot 10^9 \text{ Opérations/sec}$$

Cette valeur peut tomber à $7 \cdot 10^8$ opérations par seconde si on pré-filtre le signal dans la bande $\Delta F = 667 \text{ Hz}$ au lieu d'échantillonner à $f_R = 1500 \text{ Hz}$.

Temps de balayage : 6,3 secondes au tour à vitesse constante, 7 secondes à vitesse variable sous les 2 secteurs à $\pm 20^\circ$ de l'axe, 9,8 secondes si les secteurs sont ramenés à $\pm 10^\circ$.

1.4 REDUCTION DE LA PUISSANCE DE CALCUL : CAS TYPES

1.4.1 Schéma de base, traitement par corrélation

Lorsque l'on recherche la performance optimum : $r_x = L/2$ et $r_y = r_x = r$, la seule réduction des calculs est liée à l'intervalle d'échantillonnage du signal qui peut être ramené à $\delta t = 1/\Delta F$ en introduisant un filtre passe bas avant corrélation. Le schéma type est alors le suivant :



Le filtre ΔF n'est pas nécessaire si $f_R = \Delta F$. Les corrections de migration s'effectuent lors de la lecture de la mémoire, avant corrélation.

Après filtrage le signal peut être échantillonné tous les $1/\Delta F$. Il ne reste donc pour un écho donné à une distance donnée que :

$$N_E = T.\Delta F \text{ échantillons indépendants.}$$

La puissance de calcul correspondante est alors (Cf. § 1.3.1 et 1.3.2) :

$$N_{\text{ops}} = 8.N_E.N_D.\Delta F = 4 \frac{\lambda \cdot D_{\text{moy}} \cdot \Delta y \cdot V}{r^4}$$

1.4.2 Réduction de la résolution

Pour réduire la résolution dans un rapport n , il suffit de réduire dans le rapport n la bande du signal traité en choisissant :

$$\Delta F_1 = \Delta F/n$$

La pente de la modulation étant un invariant, la durée du signal sera réduite dans le même rapport, on écrira donc:

$$T_1 = T/n$$

et le nombre d'échos traités deviendra:

$$N_{E1} = T_1 \cdot \Delta F_1 = \frac{T \cdot \Delta F}{n^2} = \frac{N_E}{n^2}$$

la puissance de calcul nécessaire pour une corrélation est donc divisée par n^2 .

Par ailleurs, le nombre de cellules distances est aussi divisée par n :

$$N_{D1} = \frac{N_D}{n}$$

et le temps de passage de l'avion dans la cellule de résolution passe de r/V à $n.r/V$.

Soit (cf. §1.3.2) :

$$\delta t_1 = n \frac{r}{V} = \frac{n}{\Delta F} = \frac{1}{\Delta F_1}$$

D'où la charge de calcul globale :

$$N_{ops} = 8 \cdot N_{E1} \cdot N_{D1} \cdot \Delta F_1 = \frac{8}{n^4} \cdot N_E \cdot N_D \cdot \Delta F = 4 \frac{\lambda \cdot D_{moy} \cdot \Delta y \cdot V}{r_1^4}$$

qui est divisée par n^4 .

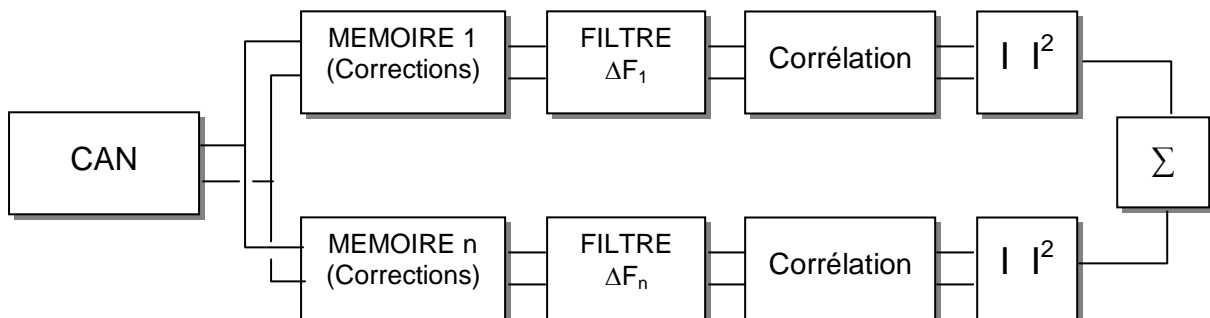
Par exemple, dans le cas du paragraphe 1.3.3 on aurait pour une résolution passant de 5*5 m à 30*30 m : $N_{ops} = 1,64 \cdot 10^8$ ope / sec, au lieu de : $2,13 \cdot 10^{11}$ ope/sec

1.4.3 Traitement multivoies

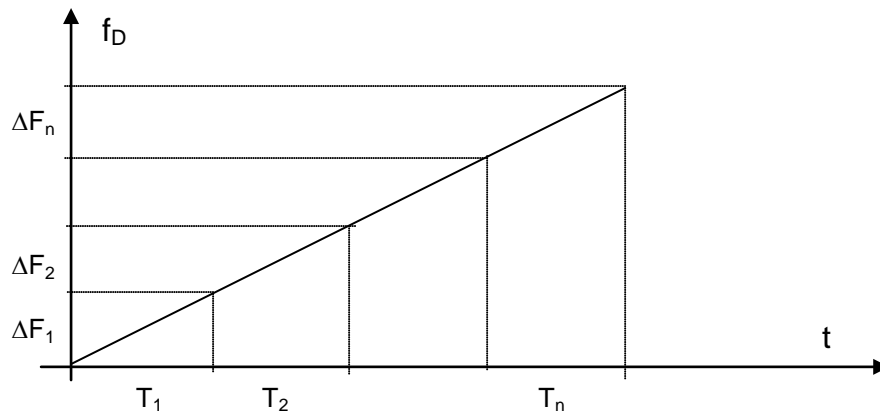
Dans la bande ΔF du signal on dispose de n sous bandes de largeur $\Delta F / n$. On peut donc répéter n fois l'opération précédente dans chacune des sous bandes, et sommer les n voies après détection, ce qui aura pour effet de récupérer une partie de l'énergie émise (amélioration du rapport signal sur bruit) et également d'améliorer le contraste de l'image (réduction de la fluctuation des échos). Par contre la puissance de calcul est multipliée par n et devient :

$$N_{ops} = 8 \cdot n \cdot N_{E1} \cdot N_{D1} \cdot \Delta F_1 = \frac{8}{n^3} \cdot N_E \cdot N_D \cdot \Delta F = 4n \frac{\lambda \cdot D_{moy} \cdot \Delta y \cdot V}{r_1^4}$$

Le schéma fonctionnel de ce type de calcul est le suivant :

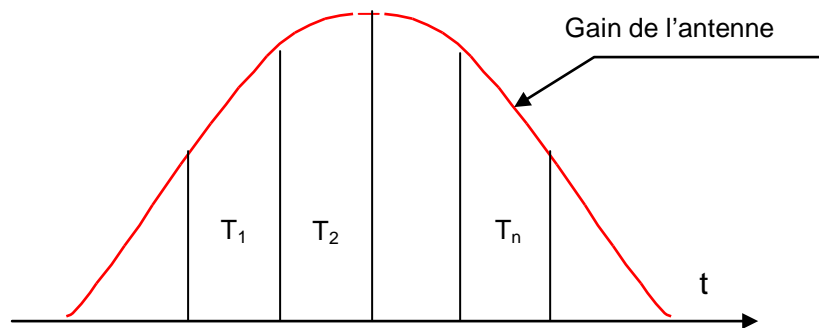


Ces échantillons sont disjoints, comme le montre le schéma ci-après. Chacune des mémoires M_1 à M_n , de capacité M/n , contient donc des informations issues de zones indépendantes de la mémoire globale M



A chacun des filtres est associé un centrage du spectre, pour positionner toutes les bandes autour de la fréquence zéro avant corrélation.

Par ailleurs, une pondération, est ici nécessaire compte tenu de l'évolution en amplitude des échos pendant le passage du lobe d'antenne sur le point analysé, schématisée ci-après :



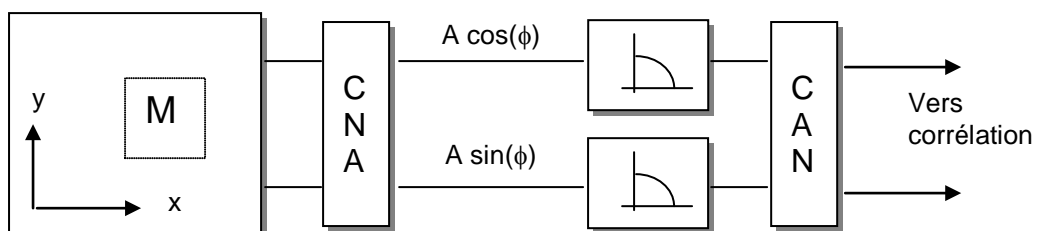
Elle est obtenue par pondération en amplitude de la réplique utilisée dans la corrélation.

1.4.4 Réalisation des filtres passe bande

a Filtre centré autour de la fréquence zéro

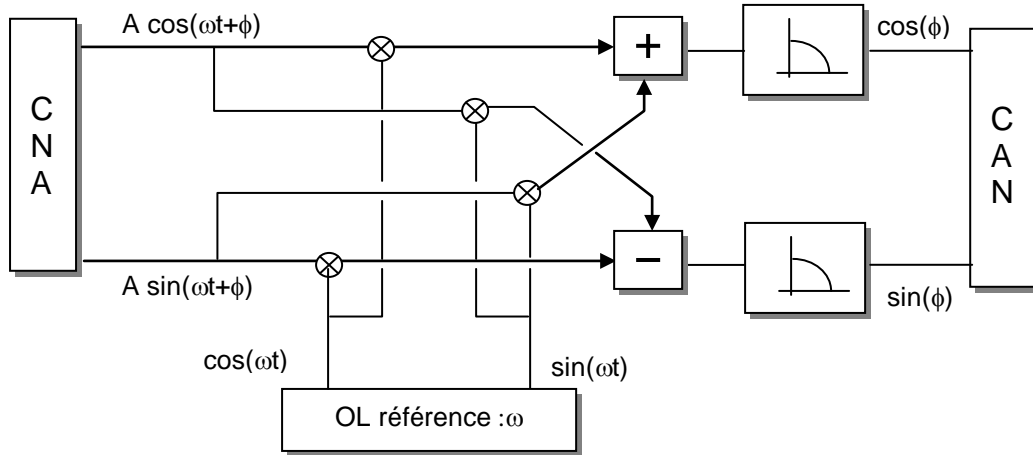
Le filtrage passe bande préalable au traitement du signal est nécessaire, car c'est lui qui permet de réduire le nombre d'échantillons présentés à la corrélation, donc la puissance de calcul. Un tel filtre peut dans son principe être réalisé en analogique ou par le calcul.

En analogique, les filtres, opérant sur plusieurs récurrences successives sont placés en aval de la mémoire. Celle-ci est chargée selon l'axe des « y » et relue, selon l'axe des « x » (à y donné) avant corrélation. Le principe du filtrage est le suivant :



b Filtre avec recentrage de la fréquence

Si la bande du signal traité n'est pas centrée autour de la fréquence zéro, ω n'étant pas grand devant la bande du signal, un simple mélange suivi d'un filtrage éliminant la composante à 2ω ne peut suffire. La correction de la porteuse est effectuée selon le schéma ci après :



Dans les deux cas, les filtres intégrateurs réduisent la bande du signal à la valeur choisie et permettent de fixer la cadence d'échantillonnage, comme indiqué aux paragraphes précédents.

1.4.5 Possibilités de réalisation par le calcul

a Filtrage de bande ΔF centré autour de la fréquence zéro

f_R est ici un multiple de ΔF . Le principe est de regrouper n colonnes de la mémoire en une seule en regroupant les échantillons selon x .

On réalise donc la moyenne de $n = f_R / \Delta F$ échantillons soit $2n$ opérations par cellule distance ou $2n \cdot N_D$ opérations pour une colonne complète, à renouveler tous les $1/\Delta F$, donc une puissance de calcul :

$$N_{ops} = 2 \cdot n \cdot N_D \cdot \Delta F = 2 \cdot N_D \cdot f_R$$

b Filtrage avec centrage de fréquence

C'est le cas du traitement « multivoies ». Dans ce cas f_R est ici un multiple de ΔF_1 et on écrit : $n = f_R / \Delta F_1$. Sur chaque échantillon le filtre réalise l'opération :

$$A \cdot \exp\{j\omega t + \phi\} \cdot \exp\{-j\omega t\} = A \cdot \exp\{j\phi\}$$

suivie d'une moyenne de n termes.

C'est l'équivalent d'une corrélation sur n termes et demande $8n$ opérations (en toute rigueur $8n-2$ ce qui pour n faible peut faire une différence), à renouveler tous les $1/\Delta F_1$.

Soit pour chaque voie une puissance de calcul :

$$N_{ops} = 8 \cdot n \cdot N_D \cdot \Delta F_1 = 8 \cdot N_D \cdot f_R$$

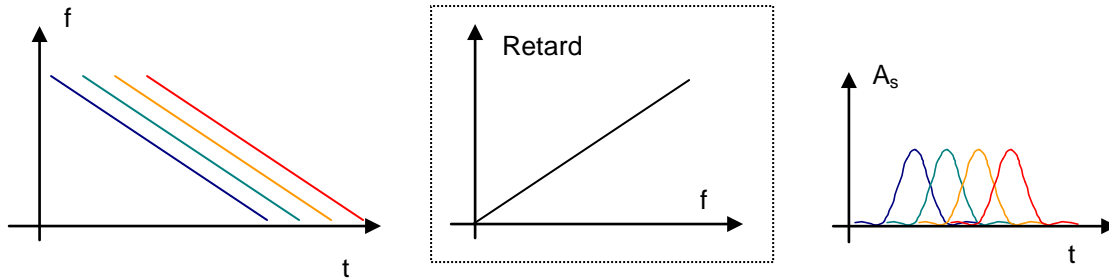
Et pour l'ensemble des n voies :

$$N_{ops} = 8 \cdot n \cdot N_D \cdot f_R$$

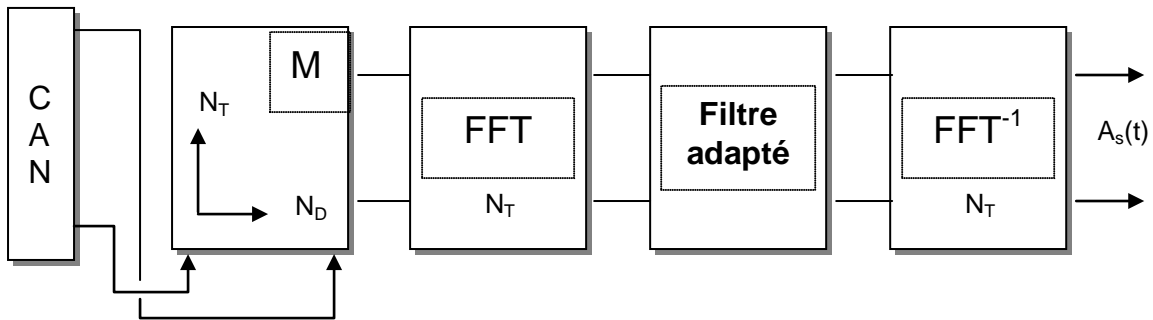
Quoique importante, cette puissance de calcul reste inférieure à celle demandée pour les corrélations.

1.4.6 Traitement dans le domaine spectral

Il s'agit dans ce cas de reproduire le filtrage adapté de la compression des impulsions, selon le principe suivant :



Pour réaliser cette opération en numérique, il faut : calculer le spectre du signal (par FFT), lui appliquer le filtrage « retard/fréquence » adéquat, revenir au signal temporel en calculant la transformée de Fourier inverse (FFT⁻¹). D'où le schéma fonctionnel suivant :



Le nombre de signaux traités dépend alors de la taille de la FFT.

En effet:

- le premier signal occupe les colonnes 1 à N_E de la mémoire
- le second les colonnes 2 à N_E+1
-
- le P^{ème} les colonnes P à N_E+P-1

Pour traiter P positions des échos selon l'axe des « x » il faudra analyser un nombre d'échantillons égal à :

$$N_T = N_E + P - 1$$

La puissance de calcul nécessaire s'estime comme suit :

- une FFT sur N termes demande: 5N (log N/log 2) opérations ;
- un produit complexe sur N termes, 6 N opérations.

Par cellule distance (en y) il faut réaliser deux FFT et un produit complexe. Chaque «colonne» de N_D termes doit être traitée tous les P/ΔF puisque P position en « x » sont traitées simultanément.

Donc : **dans le cas optimum** :

$$N_{ops} = \left[6 \cdot N_T + 10 \cdot N_T \frac{\log N_T}{\log 2} \right] \cdot N_D \cdot \frac{\Delta F}{P}$$

Soit dans le cas du radar de satellite traité au paragraphe 1.3.3 :

$$N_E = 1776 \quad N_T \text{ est choisi comme la puissance de 2 la plus proche de } 1776, \text{ soit ici :}$$

$$N_D = 10000 \quad N_T = 2048 \text{ et } P = 273$$

$$\Delta F = 1500 \text{ Hz}$$

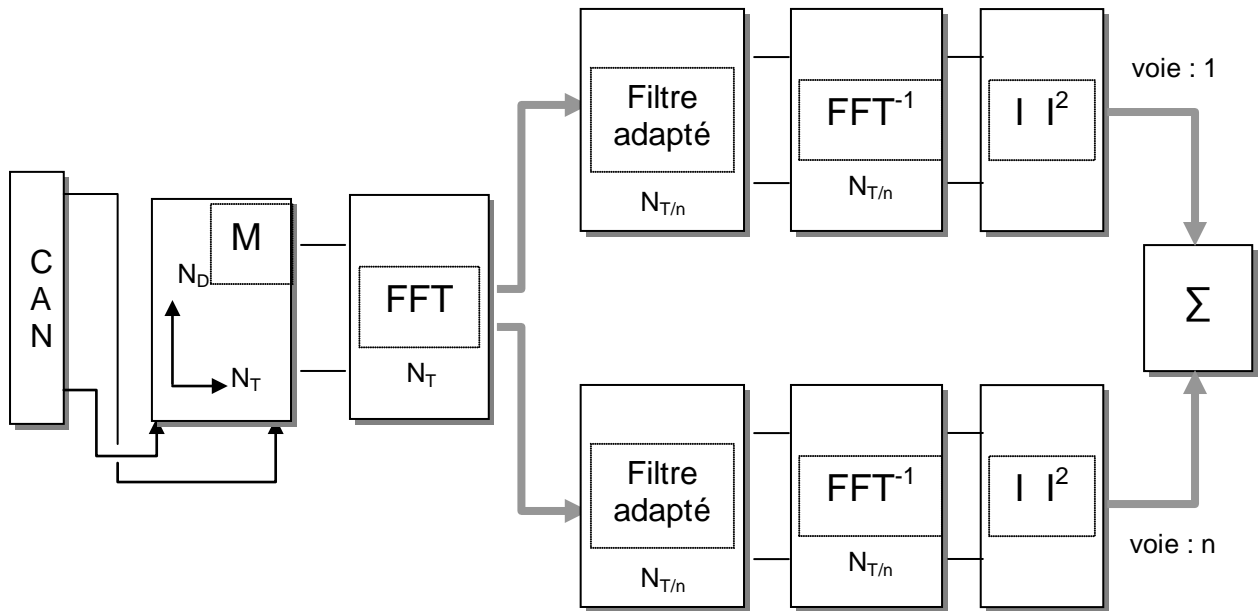
$$N_{ops} = (2048 \cdot (6+110)) \cdot 10000 \cdot 1500/273$$

$$N_{ops} = 1,3 \cdot 10^{10} \text{ ope/sec}$$

au lieu de $2,1 \cdot 10^{11}$ opérations par seconde pour le traitement par corrélation.

1.4.7 Application au traitement multivoies

Le principe précédent peut être appliqué au traitement multivoies selon le schéma suivant :



Traitement spectral multivoies

Après calcul du spectre global sur N_T termes, chaque voie traite $1/n^{\text{ème}}$ des échantillons. Les produits complexes et transformées de Fourier inverses concerneront donc N_T/n échantillons (partage en n sous bandes adjacentes).

Par ailleurs dans chaque voie, le nombre d'échantillons par écho est (Cf § 1.4.2 et 1.4.3) égal à N_E/n^2 .

Le nombre de positions de signaux traités selon l'axe des « x » devient ici :

$$P = \frac{N_T}{n} - \frac{N_E}{n^2} + 1$$

et la puissance de calcul nécessaire **en traitement multivoies n voies** :

$$N_{ops} = \left[5N_T \frac{\log N_T}{\log 2} + \frac{6N_T}{n} + 5(N_T/n) \frac{\log(N_T/n)}{\log 2} \right] \cdot \frac{N_D}{n} \cdot \frac{\Delta F}{P}$$

Car il faut traiter chaque voie tous les $nP / \Delta F$ et il y a n voies. N_E et N_D sont les valeurs définies dans le cas optimum, donnant la résolution maximale.

Soit dans le cas traité au paragraphe 1.4.3, avec $n = 4$ (résolution 20 m*20 m) :

- $P = 2048/4 - 1776/16 + 1 = 402$
- $N_T/n = 512$
- $N_D/n = 2500$
- $N_{ops} = (5 \cdot 2048 \cdot 11 + 6 \cdot 512 + 5 \cdot 512 \cdot 9) \cdot 2500 \cdot 1500/402$

$$N_{ops} = 1,3 \cdot 10^9$$

au lieu de $2,13 \cdot 10^{11} / 4^3 = 3,3 \cdot 10^9$. Le gain est ici moins important quoique les filtres $\Delta F/n$ sont inclus par nature dans ce traitement. Pour l'augmenter il faudrait passer à $N_T = 4096$ (puissance de 2 pour une FFT) mais on risquerait de se trouver limité par la complexité d'organisation d'une FFT sur 4096 termes.

1.4.8 Réduction du nombre de répliques

a Réduction du nombre de répliques distance, profondeur de champ

Pour réaliser les corrélations il faut en principe disposer en mémoire de répliques du signal, adaptées à chaque distance observée, soit, dans l'absolu pour une adaptation parfaite autant de répliques que de distances observées, car la pente de la modulation varie avec la distance.

La fréquence traitée s'écrit en effet (Cf. paragraphe 1.2.1) :

$$f = \frac{2 \cdot V^2}{\lambda \cdot D} \cdot t = k \cdot t$$

avec

$$k = \frac{2 \cdot V^2}{\lambda \cdot D}$$

qui varie avec la distance à $\Delta F = 2 V/L$ constant et : $T = \lambda D / LV$ variable.

On peut cependant réduire ce nombre de répliques, au prix d'une faible détérioration de la qualité de la corrélation. Supposons par exemple que l'on ne réalise des répliques que pour des signaux espacés de $\delta D \gg r$, l'écart maximal entre un signal utile et une des répliques sera $\delta D / 2$. Calculons la phase du signal (Cf. §1.2.1) et de la réplique dans ce cas :

$$\Delta\phi_{\text{signal}} = -\frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda \cdot D}$$

$$\Delta\phi_{\text{réplique}} = \frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda \cdot (D - \delta D / 2)}$$

$$\Delta\phi_{\text{réplique}} \approx \frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda \cdot D} \left(1 + \frac{\delta D}{2D} \right)$$

D'où l'erreur de phase après corrélation :

$$\Delta\Delta\phi = \frac{\pi V^2 t^2}{\lambda \cdot D^2} \cdot \delta D$$

Elle passe par un maximum pour $t = T/2 = \frac{\lambda \cdot D}{2L \cdot V}$, et prend alors la valeur :

$$\Delta\Delta\phi = \frac{\pi \lambda \cdot \delta D}{4 L^2} = \frac{\pi \lambda \cdot \delta D}{16 r^2}$$

Si par exemple on admet une erreur de phase maximale de $\pi/8$ on pourra écrire :

$$\delta D = \frac{2 \cdot r^2}{\lambda}$$

Relation qui définit la profondeur de champ ($D_0 \pm \delta D/2$) d'une réplique adaptée à une distance D_0 donnée. Par exemple dans le cas du paragraphe 1.3.3 :

- $r = 5 \text{ m}$
- $\lambda = 6 \text{ cm}$

$$\delta D = \frac{2 \cdot 5^2}{6 \cdot 10^{-2}} = 833 \text{ m}$$

d'où un nombre de répliques à réaliser, en tenant compte de l'inclinaison de la visée :

$$N_R = \frac{\Delta y \cdot \cos \theta}{\delta D} = \frac{5 \cdot 10^4}{833} \cdot 0,866 = 52$$

Il n'y aura donc que 52 répliques à réaliser pour 10 000 (N_D) cases distances traitées.

b Profondeur de champ dans le cas de l'antenne en rotation

On cherche dans ce cas à utiliser une réplique unique de D_{\max} (considéré comme très grand) à une distance D_1 . La fréquence du signal reçu suit une loi linéaire de pente maximale dans la direction perpendiculaire à la route avion, qui s'écrit (Cf § 1.2.6) :

$$f = \frac{2V}{\lambda} (\Omega - \omega) \cdot t$$

On peut donc écrire la phase du signal :

$$\phi(t) = \frac{2\pi V}{\lambda} (\Omega - \omega) \cdot t^2$$

et on connaît par ailleurs :

$$T = \frac{\theta_0}{(\Omega - \omega)}$$

et au gisement $\pi/2$:

$$\omega = -\frac{V}{D} \ll \Omega$$

d'où :

$$\phi\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V \cdot \theta_0^2}{\lambda \cdot (\Omega - \omega)} \approx \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V \cdot \theta_0^2}{\lambda \cdot \Omega} \cdot \left(1 - \frac{V}{D \cdot \Omega}\right)$$

Si on veut utiliser une seule réplique de $D = \infty$ à D_1 il en résultera une erreur de phase :

$$\Delta\phi_1 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V \cdot \theta_0^2}{\lambda \cdot \Omega} \cdot \left(1 - 1 + \frac{V}{D_1 \cdot \Omega}\right) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V^2 \cdot \theta_0^2}{\lambda \cdot \Omega^2} \cdot \frac{1}{D_1}$$

Soit, si on désire que cette erreur reste inférieure à $\pi/8$ et en posant $T_0 = \theta_0/\Omega$:

$$D_1 = \frac{(2 \cdot V \cdot T_0)^2}{\lambda}$$

Pour $D < D_1$ on pourra utiliser une réplique unique entre deux distances D_i et $D_j < D_i$ avec le critère équivalent à une erreur maximale de $\pi/8$:

$$\frac{\pi}{4} = \phi(D_j) - \phi(D_i)$$

Les distances de transition seront ainsi:

$$\frac{\pi}{4} = \frac{\pi}{2} \frac{V^2 T_0^2}{\lambda} \left(\frac{1}{D_j} - \frac{1}{D_i} \right) = \frac{\pi \cdot D_1}{8} \left(\frac{1}{D_j} - \frac{1}{D_i} \right)$$

Ce qui conduit à :

$$\boxed{\frac{2}{D_1} = \frac{1}{D_j} - \frac{1}{D_i}}$$

Les distances de transition seront ainsi :

$$D_1 \Rightarrow \frac{D_1}{3} \Rightarrow \frac{D_1}{5} \Rightarrow \frac{D_1}{7} \Rightarrow \dots$$

tant que ω_i reste négligeable devant Ω .

Dans le cas de l'exemple du paragraphe 1.3.4 :

- $V = 105$ m/s
- $W = 1$ rd/s
- $\lambda = 3$ cm
- $\theta_0 = 0,067$ rd

$$D_1 = \frac{(2 \cdot 150 \cdot 0.067)^2}{0.03} \approx 13500 \text{ m}$$

c Profondeur de champ angulaire dans le cas de l'antenne en rotation

Pour une position quelconque en gisement et dans le cas où Ω est très supérieur à ω , on peut écrire:

$$\phi(t) \approx \frac{2\pi V}{\lambda} \Omega \cdot t^2$$

Et la durée totale de la mesure:

$$T \approx \frac{\theta_0}{\Omega}$$

D'où la phase en extrémité de traitement:

$$\phi(T/2) = \frac{\pi \cdot V \cdot \theta_0^2}{2 \cdot \lambda \cdot \Omega} \text{sing} = \frac{\pi \cdot V \cdot \lambda}{2 \cdot L^2 \cdot \Omega} \text{sing}$$

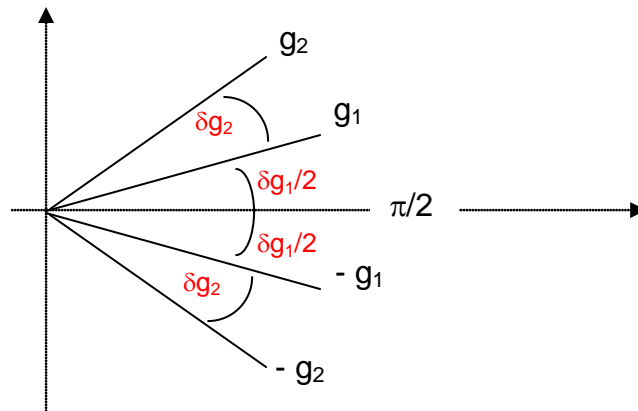
qui est une fonction du gisement g de l'antenne radar.

En partant de $g = \pi/2$ on définit des plages de gisement successives pouvant utiliser la même réplique par la condition :

$$\phi(g_i) - \phi(g_{i+1}) = \frac{\pi}{4}$$

soit une erreur maximale de $\pi/8$ entre centre de plage et bord de plage.

La solution optimale est de centrer la première plage autour du gisement $\pi/2$ comme sur le schéma ci-après :



En partant du gisement $\pi/2$, la condition revient à fixer un déphasage de $\pi/8$ entre $\pi/2$ et g_1 .

$$\phi(\pi/2) - \phi(g_1) = \frac{\pi}{8} \Rightarrow 1 - \sin g_1 = \frac{L^2 \Omega}{4 \cdot V \cdot \lambda}$$

Les autres conditions se résument à :

$$\phi(g_i) - \phi(g_{i+1}) = \frac{\pi}{4} \Rightarrow \sin g_i - \sin g_{i+1} = \frac{L^2 \Omega}{2 \cdot V \cdot \lambda}$$

$$\boxed{\sin g_{i+1} = \sin g_i + 2 \sin g_1 - 2}$$

D'où les relations :

$$\sin g_2 = 3 \cdot \sin g_1 - 2$$

$$\sin g_3 = 5 \cdot \sin g_1 - 4$$

$$\sin g_4 = 7 \cdot \sin g_1 - 6$$

$$\sin g_5 = 9 \cdot \sin g_1 - 8$$

Dans le cas de l'exemple choisi ($L^2 \Omega / 2 V \lambda = 0,0225$)

$\sin g_1 = 0,98875$	$g_1 = 81,4^\circ$	$\delta g_1/2 = 8,6^\circ$
$\sin g_2 = 0,96625$	$g_2 = 75,1^\circ$	$\delta g_2 = 6,3^\circ$
$\sin g_3 = 0,94375$	$g_3 = 70,7^\circ$	$\delta g_3 = 4,4^\circ$
$\sin g_4 = 0,92125$	$g_4 = 67,1^\circ$	$\delta g_4 = 3,6^\circ$
$\sin g_5 = 0,89875$	$g_5 = 64,0^\circ$	$\delta g_5 = 3,1^\circ$

Soit, compte tenu de la symétrie de la figure, 9 répliques utilisables pour couvrir un secteur angulaire de + ou - 26° .

A noter que ce nombre croît rapidement : 25 répliques pour couvrir + ou - 45° , 45 répliques pour couvrir + ou - 60° .

2 EXTENSION DU PRINCIPE D'ANTENNE SYNTHETIQUE A DES RESEAUX FIXES EMISSION RECEPTION

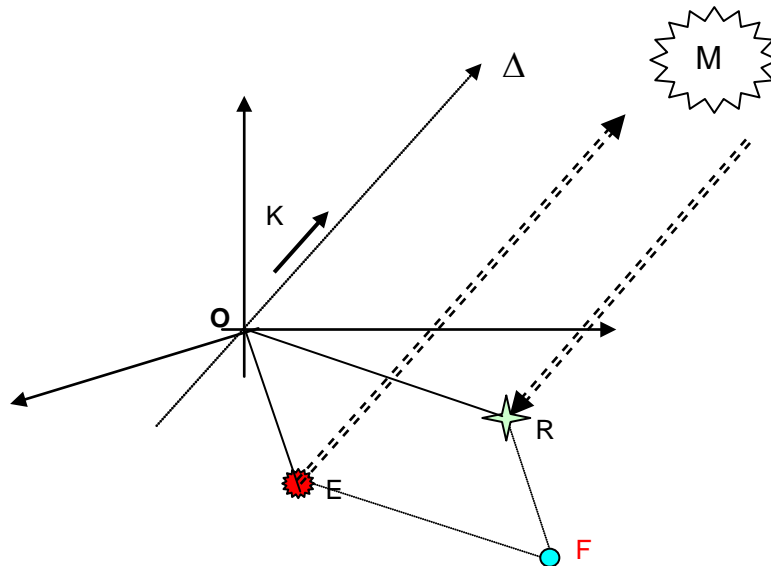
2.1 PRINCIPE DE BASE

Nous avons démontré au paragraphe 1.2.7, la notion d'antenne ou ouverture synthétique par affinage doppler, appliquée à des radars aéroportés ou embarqués à bord d'un satellite, pour réaliser des senseurs à haute résolution angulaire.

Ce type d'antenne synthétique est engendrée par la suite des échos perçus par des «couples émetteurs récepteurs», situés en différents points de l'espace, liés aux positions successives du porteur à chaque instant d'émission du radar.

Dans les cas étudiés les émetteurs et récepteurs à chaque instant la même position de l'espace, nous allons généraliser notion dans le cas où les émetteurs et récepteurs de chaque couple occupent des positions différentes.

Soit un objet ponctuel M (hors du champ de la figure ci dessous) situé à une distance D d'un point de référence O et dans une direction Δ de l'espace.



Soient E un émetteur, R un récepteur. Le trajet aller et retour de l'onde sera :

$$\rho = |\vec{EM}| + |\vec{RM}| = |\vec{OM} - \vec{OE}| + |\vec{OM} - \vec{OR}|$$

Soit si \vec{k} est le vecteur directeur de la direction Δ :

$$\rho = 2 \vec{k} \cdot \vec{OM} - \vec{k} \cdot (\vec{OE} + \vec{OR}) = 2 \vec{k} \cdot \vec{OM} - \vec{k} \cdot (\vec{OF})$$

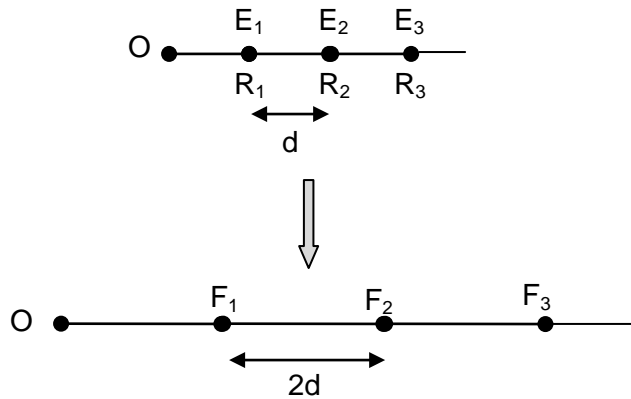
$$\rho = \vec{k} \cdot \vec{OM} + \vec{k} \cdot (\vec{OM} - \vec{OF}) = \vec{k} \cdot (\vec{OM} + \vec{FM})$$

On peut donc considérer que tout se passe comme si l'émission se faisait d'un point unique O, et la réception en un point fictif de l'espace « F » tel que :

$$\vec{OF} = \vec{OE} + \vec{OR}$$

2.1.1 Séparation temporelle des sources

Si E et R se déplacent pour occuper des points différents de l'espace, la suite des points F constitue les positions des P sources d'une antenne fictive correspondant aux P couples d'émetteurs récepteurs, comme sur le graphique suivant :



Nous allons vérifier que cette définition générale correspond à l'antenne synthétique étudiée au paragraphe 1.2.7 . Si :

- V est la vitesse de l'avion porteur
- L largeur de son antenne
- T_R la fréquence de récurrence du radar
- λ est la longueur d'onde du radar
- N le nombre de récurrences prises en compte dans le traitement du signal
- T le temps total de l'observation

On pourra écrire (Cf. § 1.2.4) :

$$d = V \cdot T_R$$

$$N = \frac{T}{T_R} = \frac{\lambda \cdot D}{L \cdot V \cdot T_R} \cdot$$

La longueur de l'antenne fictive sera alors :

$$L_{AF} = 2 \cdot N \cdot d = 2 \cdot \lambda \frac{D}{L}$$

sa largeur de lobe :

$$\theta_{AF} = \frac{\lambda}{L_{AF}} = \frac{L}{2} \cdot D$$

et son pouvoir séparateur à la distance D :

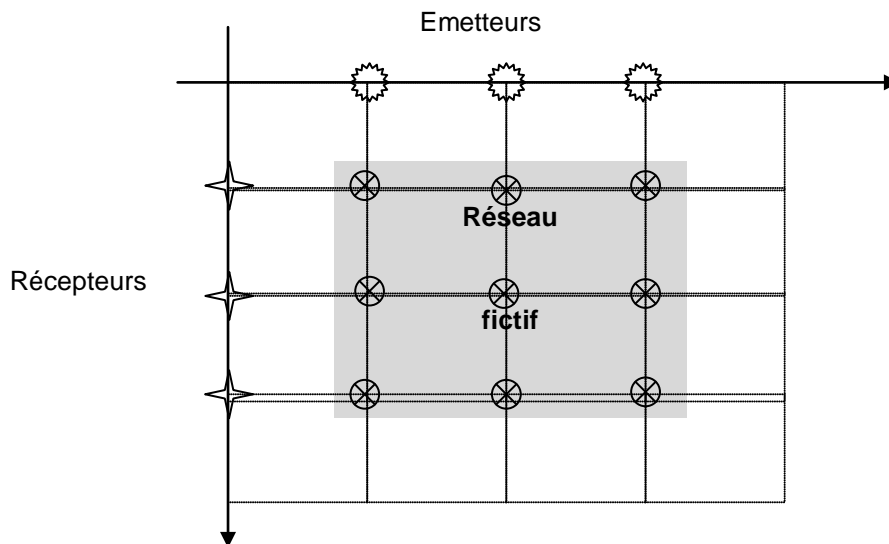
$$\delta x = D \cdot \theta_{AF} = \frac{L}{2}$$

Ce qui rejoint les la conclusion du § 1.2.7

2.1.2 Séparation spatiale des sources

Mais ce principe permet d'engendrer une très grande variété d'antennes synthétiques, en fonction des couples successifs d'émetteurs récepteurs choisis, un émetteur pouvant être associé à plusieurs récepteurs.

On peut ainsi, selon les combinaisons choisies, engendrer réseaux linéiques ou surfaciques, la seule condition est, au niveau chaque récepteur, de pouvoir séparer les signaux issus des différents émetteurs, comme dans l'exemple suivant :



Ceci peut être réalisé:

- en séparant dans le temps les signaux émis par les différents émetteurs, ce qui est la technique employée pour l'affinage doppler des antennes latérales ou tournantes ;
- en émission simultanée, à la condition que les signaux émis soient séparables (fréquences distinctes, codes orthogonaux) ce qui est la technique des antennes synthétiques dites colorées.

Cette seconde condition est nécessaire pour que les signaux issus de chaque émetteur «m», perçus simultanément dans chaque récepteur « n », puissent être séparés, permettant ainsi la formation dans le récepteur des différents couples F_{mn} .

Ceci sous entend au plan général, si $C(t)$ est le code d'émission que :

$$\int_T C_m(t) \cdot C_{m+i}^*(t - \tau) \cdot dt = 0$$

pour tout : « i » différent de zéro et pour tout τ , dans la limite de la taille du réseau, soit pour tous τ tel que :

$$C\tau/2 \leq \Phi,$$

si Φ est le diamètre du réseau.

En termes pratiques cela revient à dire que l'on est capable de réaliser un filtre adapté pour chaque code $C_m(t)$ qui ne soit pas pollué par les autres.

2.2 APPLICATION A UN RESEAU CIRCULAIRE : LE RIAS

2.2.1 Définition générale

Le radar de surveillance aérienne RIAS : Radar à impulsion et à antenne synthétiques, fut développé sur une idée originale de Monsieur Jacques DOREY de l'ONERA (Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales). Réalisé au stade prototype il fut l'objet de nombreuses expérimentations.

Il reprenait le principe précédent, associé à un réseau circulaire et à un filtrage doppler, pour réaliser simultanément la résolution d'une fonction d'ambiguïté à quatre dimensions:

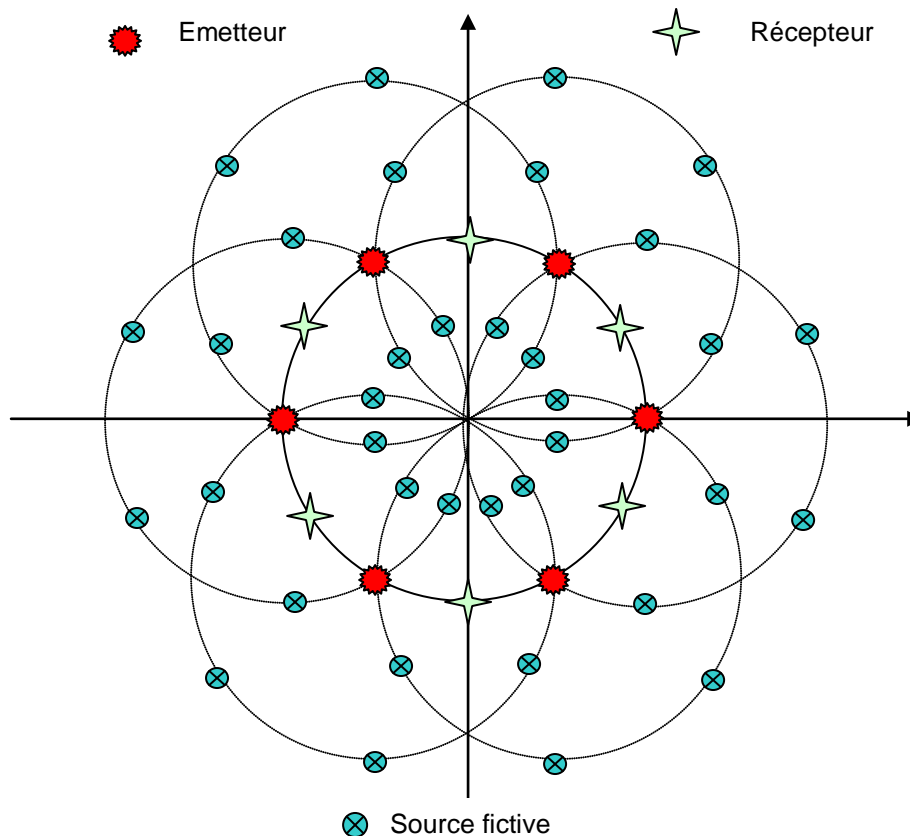
- distance ou retard : $\tau = 2D/C$
- fréquence Doppler : $F = f_D = 2 V_R/\lambda$
- dimensions angulaires de site et gisement : S et G.

$$\Gamma(\tau, F, S, G)$$

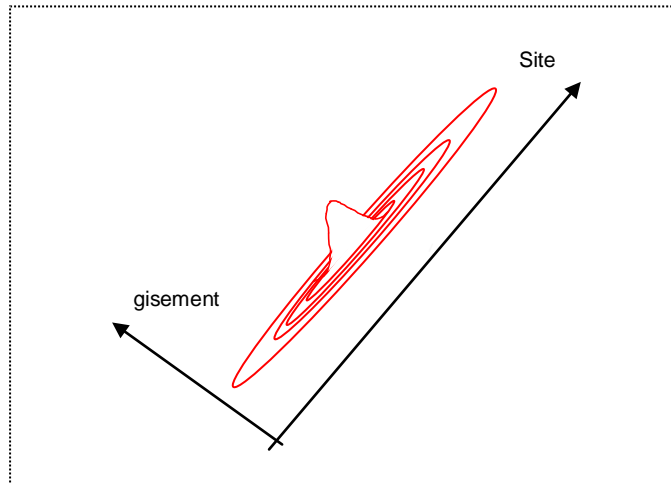
2.2.2 Antenne utilisée. Constitution du réseau fictif

L'antenne utilisée est la combinaison de deux sous réseaux circulaires concentriques, placés dans le plan horizontal, chaque sous réseau contenant soit les antennes émission soit les antennes réception, disposées régulièrement sur une circonférence.

La figure ci-après représente la disposition des antennes fictives, qui constituent un réseau lacunaire de sources disposées dans une circonférence de rayon égal à la somme des rayons des deux sous réseaux, (choisis très voisins l'un de l'autre).



L'allure de la directivité que l'on peut attendre d'un tel réseau lacunaire, est également illustrée.

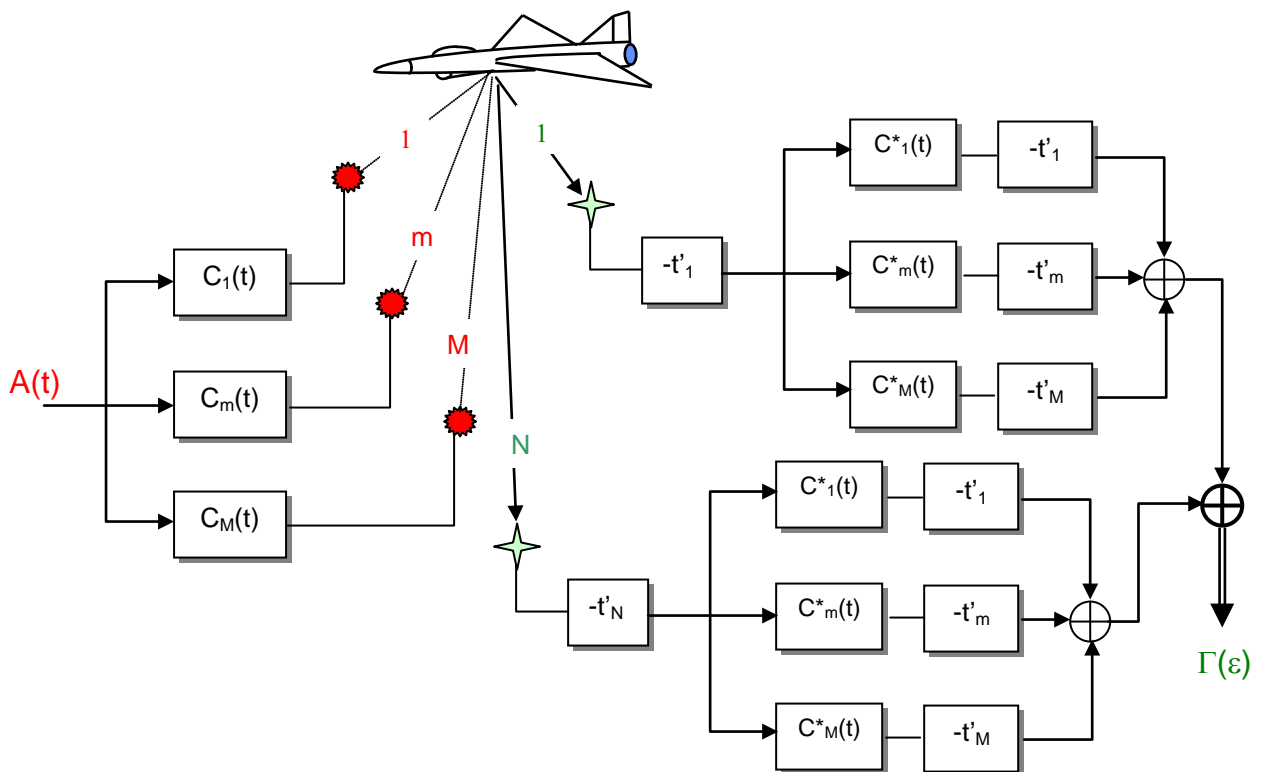


2.2.3 Principe de fonctionnement

a Principe de base. Traitement individuel de chaque couple émission réception

Considérons un signal $A(t)$ distribué à une série de codeurs ou filtres C_1 à C_M délivrant à leur sortie des signaux de durée T , qui après amplification sont appliqués respectivement à des antennes d'émission omnidirectionnelles en gisement $E_1 \dots E_m \dots E_M$.

Ces différents signaux parviennent à une cible en un point quelconque de l'espace avec des retards respectifs $t_1 \dots t_m \dots t_M$.



La condition d'orthogonalité imposée aux signaux émis, suppose réalisée la condition :

$$\int_{\mathcal{T}} C_m(t-t_m) \cdot C_{m+i}^*(t-t_{m+i}) \cdot dt = 0$$

pour tout « m » dès que « i » est différent de zéro. De ce fait on peut considérer qu'il n'y a focalisation de l'énergie en aucun point de l'espace et que toutes les cibles voient la même densité d'énergie, quelle que soit leur position. Le signal vu par une cible quelconque a pour expression :

$$s_c(t) = \sum_1^M C_m(t-t_m)$$

A la réception le signal réémis par la cible parvient à des récepteurs $R_1 \dots R_n \dots R_N$ avec des retards respectifs $t_1 \dots t_n \dots t_N$. Le signal reçu par un récepteur de rang « n » aura donc pour expression (à une constante près) :

$$s_n = \sum_1^M C_m(t-t_m-t_n)$$

Le traitement le plus simple pour restituer le signal d'origine $A(t)$ est donc (à un retard global près ou à une transposition temps-retard près) :

- de compenser derrière chaque récepteur les retards t_n ;
- de séparer chaque signal issu des différents émetteurs par corrélation avec la réplique du code émis ou filtrage adapté ;
- de compenser ensuite chaque retard t_m avant sommation.

Ainsi, on reconstituerait exactement le signal initial $A(t)$ selon un principe voisin de celui du filtre de TURIN (Cf Chapitre 17 § 6.2), dans la mesure où la condition d'orthogonalité entre les différents codes est respectée.

Si la « fenêtre » de réception n'est pas exactement centrée sur la cible observée, les compensations introduites ne sont pas exactement égales aux retards subis par le signal. On désigne par t'_m et t'_n , les compensations (avances) introduites, sous la forme de retards dans la réplique utilisée pour la corrélation, qui aura pour expression :

$$r_n = \sum_1^M C_m^*(t-t'_m-t'_n)$$

Le signal après corrélation dans la voie « m » du récepteur R_n , a donc pour expression :

$$y_{mn} = \int_{\mathcal{T}} C_m(t-t_m-t_n) \cdot C_m^*(t-t'_m-t'_n) \cdot dt = \int_{\mathcal{T}} C_m(t) \cdot C_m^*(t-\varepsilon_{mn}) \cdot dt$$

$$\varepsilon_{mn} = t_m + t_n - t'_m - t'_n$$

tous les autres termes étant nuls, du fait de l'orthogonalité des voies. D'où le signal final obtenu après sommation de toutes les voies et de tous les récepteurs :

$$\Gamma(\varepsilon) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int_{\mathcal{T}} C_m(t) \cdot C_m^*(t-\varepsilon_{mn}) \cdot dt$$

$\Gamma(\varepsilon)$ est la fonction de corrélation spatiale du réseau autour d'une position de cible définie par l'ensemble des retards t_m et t_n , qui sont des fonctions des trois paramètres : site, gisement et distance de la cible.

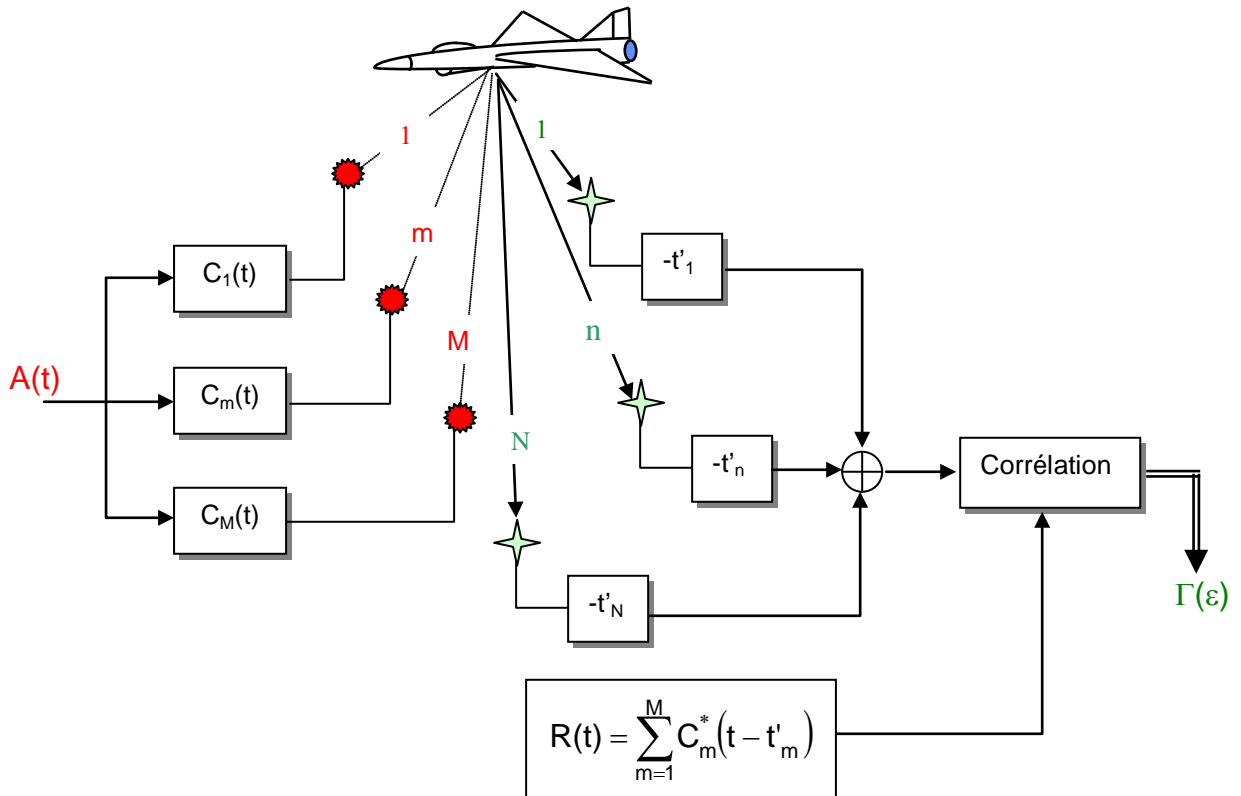
b Variante. Traitement par corrélation globale

Nous venons de voir que la chaîne du traitement par identification réalise simultanément la synthèse du réseau émission réception et la corrélation temporelle du signal. Ce même résultat peut être obtenu avec une architecture différente.

On rappelle que le signal issu de la cible a pour expression :

$$s_c(t) = \sum_1^M C_m(t - t_m)$$

On peut alors se contenter de compenser les durées du trajet aller et retour au niveau de chaque récepteur, puis de corréler le signal sommation des différentes voies de réception par une réplique adaptée signal issu de la cible ainsi reconstitué, selon le schéma ci-après:



Les signaux en présence pour la corrélation sont alors :

- Le signal présenté à la corrélation :

$$S(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N C_m(t - t_m - t_n + t'_n)$$

- La réplique globale :

$$R(t) = \sum_{m=1}^M C_m^*(t - t'_m)$$

D'où l'expression globale de $\Gamma(\epsilon)$, en tenant compte de l'orthogonalité des voies :

$$\Gamma(\epsilon) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int_T C_m(t - t_m - t_n + t'_n) \cdot C_m^*(t - t_m) \cdot dt = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int_T C_m(t) \cdot C_m^*(t - \epsilon_{mn}) \cdot dt$$

On abouti ainsi à un traitement plus global ne contenant plus que la synthèse du réseau réception suivi d'une seule corrélation au lieu de N corrélation dans le traitement par

identification. Cependant l'application de ce principe suppose une parfaite orthogonalité des codes utilisés (qui ne peut être atteinte que pour des signaux de durée infinie). Les défauts d'orthogonalité rencontrés dans la pratique viendront rapidement limiter la dynamique de ce type de traitement.

2.2.4 Expression pratique du signal traité. Principe de la séparation des paramètres

Pour préciser cette notion exprimons le signal hyperfréquence émis :

$$E_m(t) = C_m(t) \cdot \exp\{j2\pi f_0 t\}$$

avec:

- $C_m(t)$: code utilisé de durée T ;
- f_0 : fréquence porteuse du signal.

A la réception par le récepteur R_n ce signal est retardé de $t_m + t_n$, que l'on peut définir à partir des données du paragraphe 2.1 :

$$t_m = \frac{D}{C} - \frac{\vec{k} \cdot \vec{O E}_m}{C} \quad \text{et} \quad t_n = \frac{D}{C} - \frac{\vec{k} \cdot \vec{O R}_n}{C}$$

On définit alors :

$$\begin{aligned} \phi_0 &= -2\pi f_0 \cdot \frac{2D}{C} \\ \phi_m &= 2\pi f_0 \cdot \frac{\vec{k} \cdot \vec{O E}_m}{C} \\ \phi_n &= 2\pi f_0 \cdot \frac{\vec{k} \cdot \vec{O R}_n}{C} \end{aligned}$$

Et on peut alors écrire :

$$s_{mn}(t) = C_m(t - t_m - t_n) \cdot \exp\{j\phi_0 + j\phi_m + j\phi_n\} \cdot \exp\{j2\pi f_0 t\}$$

et on suppose que:

$$C_m(t - t_m - t_n) \approx C_m(t - 2D/C) = C_m(t - t_0)$$

ce qui implique que la taille de l'antenne utilisée reste faible devant le pouvoir séparateur en distance du radar. Si cela n'était pas le cas, il faudrait en outre tenir compte de la «migration» du signal sur le plan de l'antenne.

Le signal traité après élimination de la porteuse s'écrit alors :

$$z_{mn}(t) = C_m(t - t_0) \cdot \exp\{j\phi_0\} \cdot \exp\{j\phi_m + j\phi_n\}$$

En outre, si ce même signal est de période T_R et est soumis à un doppler f_D tel que :

$$2\pi f_d T \ll 1 \quad \text{et} \quad 2\pi f_d T_R \gg 1$$

On peut écrire que l'effet principal de la fréquence doppler se résume à un déphasage $2\pi f_d T_R$ entre deux signaux successifs. D'où l'expression générale d'un signal de rang « k », issu de l'émetteur « m » et reçu par le récepteur « n » :

$$z_{mnk}(t) = C_m(t - t_0) \cdot \exp\{j\phi_0\} \cdot \exp\{j\phi_m + j\phi_n\} \cdot \exp\{j2\pi f_D k T_R\}$$

Expression où ϕ_m et ϕ_n sont des fonctions de la position angulaire repérée par son site « s » et son gisement « g ». Soit en appelant τ l'écart par rapport au retard observé, G l'écart par rapport au gisement visé, S l'écart par rapport au site, F la variation relative de la fréquence doppler, l'expression de la fonction d'ambiguïté du traitement :

$$\Gamma(\tau, F, S, G) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \int_{\tau} z_{mnk}(t) \cdot z_{mnk}^*(t, \tau, F, S, G) \cdot dt$$

avec :

- $z_{mnk}(t) = C_m(t)$, à un déphasage près ;
- $z_{mnk}(\tau, F, S, G) = C_m(t - \tau) \cdot \exp\{j\phi_m(S, G) + j\phi_n(S, G)\} \cdot \exp\{j2\pi FkT_R\}$

Si en outre la corrélation est effectuée en numérique, sur un code formé de Q échantillons indépendants (choisis de telle manière que si ΔF est la bande totale émise $T \Delta F = Q$), le calcul de la fonction d'ambiguïté fait appel à l'opérateur :

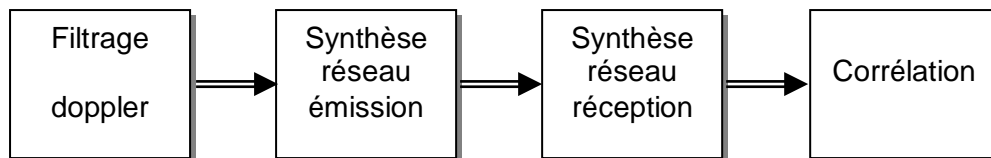
$$\Gamma(\tau, F, S, G) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{q=1}^Q z_{mnkq}(t_q) \cdot z_{mnkq}^*(t_q, \tau, F, S, G) \cdot dt$$

où $t_q = q/\Delta F$. Cette opération doit être réalisée dans chaque cellule de résolution «espace-fréquence», r_{mnkq} désignant ici l'élément « q » du code reçu pendant la $k^{\text{ème}}$ récurrence par le récepteur « n » en provenance de l'émetteur « m ». On notera ici que Q doit être au moins égal à M pour que les codes soient orthogonaux.

Une autre remarque importante est, du fait de la forme de r_{mnkq} (produit de fonctions contenant une seule des variables ϕ_m , ϕ_n , F , τ et t_q) l'ordre des opérations peut être quelconque.

Ceci permet en particulier de placer le filtrage doppler en tête du traitement, de manière à supprimer les échos fixes, diminuant ainsi considérablement la dynamique nécessaire aux autres traitements, et d'assurer une très bonne qualité de la fonction d'ambiguïté, le pouvoir séparateur en fréquence doppler étant, par principe très élevé.

Un schéma général des opérations est alors le suivant :



Une première estimation de la puissance de calcul nécessaire en tout numérique, est de considérer un filtrage doppler par FFT et les synthèses de réseau par corrélation. Pour aboutir à la résolution d'une cellule de confusion, il faudra successivement effectuer les quatre opérations soit au total un nombre d'opération par cellule traitée :

$$N_{opc} = 5 \cdot (\log K / \log 2) + 8M + 8N + 8Q$$

une corrélation demandant $8n$ opérations et une FFT : $5 \log_2(n)$ opérations par point résolu.

Par exemple avec : $M = N = Q = 50$ et $K = 16$:

$$N_{opc} = 1\ 220 \text{ opérations/cellule}$$

Une économie de calcul peut être réalisée par des algorithmes particuliers. Le schéma par corrélation permet de faire simultanément la synthèse émission et la corrélation (pour $M = Q$) limitant les opérations à :

$$N_{opc} = 5(\log K / \log 2) + 8M + 8N = 820 \text{ opérations/cellule}$$

avec cependant une dynamique limitée par la décorrélation entre les divers codes.

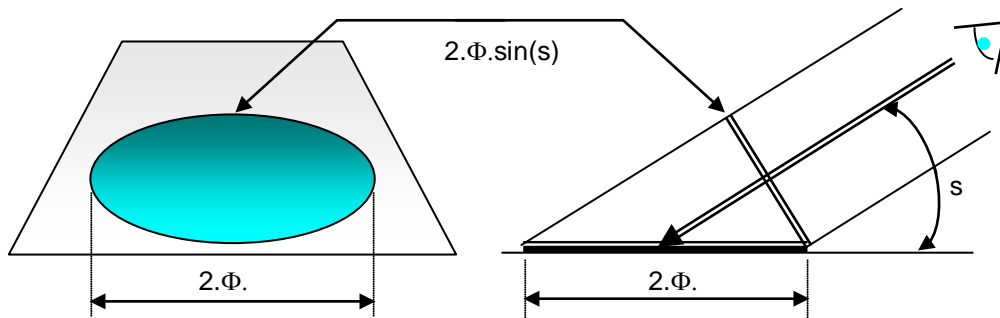
Nous verrons plus loin (§ 2.2.7) que le nombre de cellules à traiter en fonction veille est considérable.

2.2.5 Résolution angulaire, lobes secondaires

Le réseau formé par les sources fictives à un diamètre double de celui du réseau circulaire émission réception. : $2 \cdot \Phi$. Il en résulte que son pouvoir séparateur optimal est voisin de :

$$\delta\theta_{\min} = \frac{\lambda}{2 \cdot \Phi}$$

Le réseau, vu par un observateur placé à un gisement quelconque et au site « s », est décrit par la figure ci après :



Projection en site du réseau

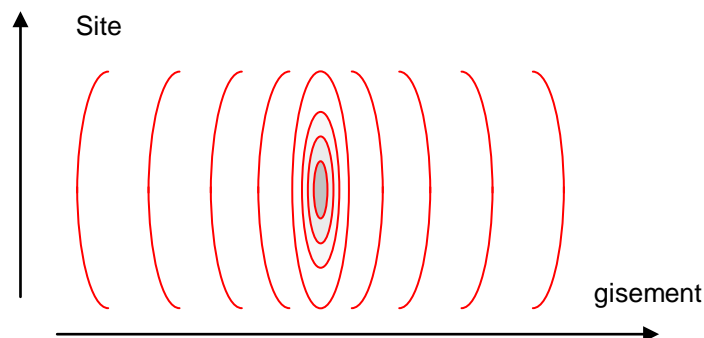
A tous les gisements, le réseau circulaire est vu sous son diamètre $2 \cdot \Phi$. Il en résulte que le pouvoir séparateur en gisement reste voisin de l'optimum. on écrira donc :

$$\theta_g \approx \frac{\lambda}{2 \cdot \Phi}$$

En site, le réseau est vu en projection sur le plan perpendiculaire à la direction visée, comme l'illustre la figure ci-après. Sa dimension apparente est égale à : $2 \cdot \Phi \cdot \sin(s)$, le pouvoir séparateur en site s'écrira donc :

$$\theta_s \approx \frac{\lambda}{2 \cdot \Phi \cdot \sin(s)}$$

La résolution en site d'un tel radar est donc fortement dépendante du site visé. La directivité du réseau au site « s » est schématisée ci après :



Cette particularité provient de l'utilisation d'un réseau de sources situé dans un plan horizontal, par opposition aux antennes classiques qui sont situées dans un plan proche de la verticale, perpendiculaire à la direction principale de propagation.

Pour ce qui concerne les lobes secondaires, le réseau est formé de M.N sources fictives indépendantes. Son **niveau moyen de lobes secondaires** est donc égal à :

$$1/M.N$$

Par contre, compte tenu notamment de la lacunarité du réseau, le niveau de certains lobes de réseau peut être 10 fois supérieur.

2.2.6 Fonction veille, étageement en site

Le tableau suivant présente l'étageement en site des lobes réception dans le cas d'un pouvoir séparateur en gisement de $0,4^\circ$ pour couvrir les sites de 0 à 30° :

Numéro de faisceau	Site moyen	Demie ouverture	Site total couvert
1	3,4	3,4	6,8
2	8,2	1,4	9,6
3	10,7	1,1	11,8
4	12,7	0,9	13,6
5	14,4	0,8	15,2
6	15,95	0,75	16,7
7	17,4	0,70	18,1
8	18,70	0,60	19,3
9	19,90	0,60	20,5
10	21,05	0,55	21,6
11	22,15	0,55	22,7
12	23,2	0,5	23,7
13	24,2	0,5	24,7
14	25,2	0,5	25,7
15	26,15	0,45	26,6
16	27,05	0,45	27,5
17	27,95	0,45	28,4
18	28,8	0,4	29,2
19	29,6	0,4	30,0

Il faut donc former 19 voies de 0 à 30° .

Le pouvoir séparateur en site varie dans ce cas de $6,8^\circ$ à $0,8^\circ$.

Il faudrait

- 41 voies en site de 0 à 45°, pour un séparateur variant de 6,8° à 0,57°.
- 67 voies en site de 0 à 60°, pour un séparateur variant de 6,8° à 0,46°.
- 100 voies de 0 à 80°, pour un séparateur variant de 6,8° à 0,41°, valeur limite car, par nature, les sources élémentaires ne peuvent rayonner dans le plan vertical.

D'où le résultat synthétique suivant (V_s : nombre de voies site) :

S_{max}	V_s	$\theta_{moy} = S_{max} / V_s$	$0,8 / \sin(S_{max})$
20,5	9	2,28	2,28
30	19	1,58	1,60
45	41	1,09	1,13
60	67	0,90	0,92
80	100	0,80	0,81

qui permet d'entériner la loi empirique:

$$\theta_{s.moy} \approx 0,8 / \sin(s_{max})$$

soit comme le calcul a été fait pour $\theta_g = 0,4^\circ$, une généralisation de la loi empirique :

$$\theta_{s.moy} \approx 2 \cdot \theta_g / \sin(s_{max})$$

D'où le **nombre de voies angulaires pour une veille complète** jusqu'au site s_{max} (angles en radians) :

$$\theta_g = \frac{\lambda}{2\Phi} \qquad V_g = \frac{2\pi}{\theta_g} = \frac{4\pi\Phi}{\lambda}$$

$$\theta_{s.moy} = \frac{\lambda}{\Phi \cdot \sin(s_{max})} \qquad V_s = s_{max} \cdot \frac{\Phi \cdot \sin(s_{max})}{\lambda}$$

$$W = V_s \cdot V_g = \frac{4\pi\Phi^2}{\lambda^2} \cdot s_{max} \cdot \sin(s_{max})$$

Ces caractéristiques sont établies pour réseau de diamètre réel « Φ » (diamètre fictif 2Φ).

2.2.7 Dimensionnement de la fonction veille

Si T_R est la période de répétition $\delta\tau$ le pouvoir séparateur en distance égal à $1/\Delta F$, K le nombre de voies doppler, le nombre de cellules non ambiguës par récurrence est :

$$T_R \cdot \Delta F \cdot K.$$

D'où un nombre total de cellules, sur la portée non ambiguë du radar $D_{max} = C T_R/2$, à tous les angles visés:

$$C_T = W \cdot T_R \cdot \Delta F \cdot K$$

Ces cellules doivent être résolues en temps réel pendant la durée KT_R de la mesure soit une fréquence d'exploration de chacune d'elles :

$$R = W \cdot \Delta F$$

Il faut en outre tenir compte du fait que la couverture du radar est limitée à une distance $D < D_{\max}$ et à une altitude maximale Z . Le nombre de cellule explorées doit donc être pondéré, par un coefficient correcteur égal au rapport entre les surfaces observées et totale. On écrira en première approximation:

$$C \approx \frac{Z \cdot D}{D_{\max}^2 \cdot s_{\max}} \cdot C_T$$

D'où un estimateur de la fréquence d'exploration de chaque cellule en remplaçant W par sa valeur :

$$\Psi = R \cdot C = 4\pi \frac{\Phi^2}{\lambda^2} \cdot \Delta F \cdot \sin(s_{\max}) \cdot \frac{Z \cdot D}{D_{\max}^2}$$

Par exemple pour:

$$\Phi/\lambda = 30 ; (\theta_g \sim 1^\circ) \quad D_{\max} = 450 \text{ km } (T_R = 3 \text{ ms}) \quad Z = 21 \text{ 000 m } (70 \text{ 000 pieds})$$

$$S_{\max} = 45^\circ ; (\pi/4) \quad D = 300 \text{ km} \quad D_f = 250 \text{ kHz, } (\delta D = 600 \text{ m})$$

$$\Psi = 6 \cdot 10^7 \text{ Hz}$$

et la puissance de calcul requise avec environ 1000 opérations par cellule (Cf. § 2.2.4) :

$$N_{\text{ops}} = \Psi N_{\text{opc}} = 6 \cdot 10^{10} \text{ opérations/seconde}$$

Avec $Z = 30 \text{ km}$, $D = 450 \text{ km}$ et $s_{\max} = 60^\circ$ cette valeur deviendrait :

$$N_{\text{ops}} = 1,6 \cdot 10^{11} \text{ opérations/seconde.}$$

On atteindrait ainsi des puissances de calcul considérables.

La solution consiste alors à réduire la cadence de rafraîchissement de chaque cellule, à des valeurs compatibles d'une fonction veille, par exemple tous les 5 ou à 10 secondes comme un radar classique. On n'utilise pas alors toute la potentialité du réseau, mais on réalise une fonction répondant à un « minimum opérationnel » de veille.

Par contre sur chaque cible détectée en veille, on peut réaliser un mode de détection continue, équivalent à un mode poursuite d'un radar classique et n'intéressant qu'un nombre réduit de cellules proportionnel au nombre de cibles prises en compte (quelques centaines), donc une puissance de calcul facilement réalisable.

2.2.8 Considérations sur le bilan de puissance

Chaque source fictive ne voit que la puissance émise par un seul émetteur, car elle correspond à un couple précis d'émetteur récepteur ; soit $\alpha \cdot P/M$ si P est la puissance totale émise. La sommation de $M \cdot N$ voies apporte un gain relatif de rapport sur bruit (en prenant comme référence le bruit interne de chaque source), $G_r = M \cdot N$, d'où la puissance totale disponible :

$$P_{\text{ur}} = \alpha \cdot N \cdot P$$

Le gain d'intégration apporté par le réseau est bien $M \cdot N$ mais le facteur global d'amélioration de la puissance est égal à N nombre d'éléments de l'antenne de réception.

A l'opposé, pour un système classique comportant un seul émetteur de puissance P et un réseau réception de $M.N$ sources, chaque source voit la puissance $\alpha.P$ et la puissance totale disponible devient :

$$P_{uc} = \alpha. P. N. M$$

D'où un bilan de puissance dans un rapport $1/M$ en défaveur de l'antenne synthétique, sur une mesure élémentaire. Par contre le réseau synthétique permet, si cette propriété est totalement utilisée, une cadence de renouvellement de l'information bien supérieure à celle d'un radar classique qui exige un balayage du faisceau pour observer tout l'espace.

Par ailleurs, en présence de brouillage :

- Si on considère une focalisation dans la direction du brouilleur, le gain de l'antenne classique sur le brouilleur est $M.N$, alors que celui du réseau réception de l'antenne synthétique (qui ne comporte que N sources) est de N .
Il en résulte que la puissance de brouillage perçue par les deux antennes varie comme celle du signal utile et donc que le rapport signal/brouilleur dans le lobe principal, est le même dans les deux cas.
- Si on considère une focalisation ailleurs que sur le brouilleur, l'apport moyen de gain du réseau de réception est nul car le brouillage peut en moyenne être considéré comme décorrélé sur chaque source et s'additionnant en puissance comme le bruit interne. Il en est de même pour le réseau réception de l'antenne synthétique.
On retombe alors sur le bilan établi en absence de brouillage. Le rapport signal/brouilleur dans les lobes latéraux, est en moyenne de $1/M$ en défaveur de l'antenne synthétique.

Les systèmes à base d'antennes synthétiques peuvent donc offrir des perspectives intéressantes dans certains cas d'application « et/ou » dans la mesure où des procédés d'antibrouillage adaptés à leur nature peuvent être développés.
