

## CHAPITRE 17

### APPROCHE PHYSIQUE DES RECEPTEURS LINEAIRES

#### 1<sup>er</sup> Partie : Radars classiques, pulse doppler, à corrélation

1	NOTION INTUITIVE DE RECEPTEUR OPTIMAL.....	2
1.1	NOTION DE FILTRAGE ADAPTE OU OPTIMAL.....	2
1.1.1	Problématique de la détection radar.....	2
1.1.2	Principe du filtrage optimal.....	3
1.2	AUTRE APPROCHE DU TRAITEMENT OPTIMAL, LA CORRELATION.....	5
1.3	PARAMETRES MESURABLES.....	5
1.3.1	Mesure de la distance.....	5
1.3.2	Mesure de la vitesse radiale.....	6
1.3.3	Généralisation.....	7
1.3.4	Diagramme d'ambiguïté.....	7
1.3.5	Notion de fonction d'ambiguïté.....	7
2	RETOUR SUR LES RECEPTEURS CLASSIQUES.....	8
2.1	SIGNAL TRAITE.....	8
2.2	ORGANISATION DE L'EMETTEUR RECEPTEUR.....	9
2.3	TRAITEMENT PAR UN FILTRE OPTIMUM.....	9
2.4	TRAITEMENT PAR DES FILTRES REELS.....	10
2.5	DIAGRAMME D'AMBIGUÏTE DU RADAR CLASSIQUE.....	12
2.5.1	Pouvoir séparateur en temps.....	12
2.5.2	Pouvoir séparateur en fréquence doppler.....	13
2.5.3	Exemples.....	13
2.5.4	Diagramme d'ambiguïté.....	13
3	TRAITEMENT D'UN TRAIN D'IMPULSIONS RADAR PULSE DOPPLER.....	14
3.1	SIGNAL TRAITE.....	14
3.2	ORGANISATIONS DE L'EMETTEUR RECEPTEUR.....	14
3.2.1	Formation du signal par une chaîne d'émission cohérente.....	14
3.2.2	Formation du signal à partir d'un oscillateur de puissance.....	15
3.3	TRAITEMENT DU SIGNAL.....	16
3.4	BILAN DE PUISSANCE.....	18
3.5	DIAGRAMME D'AMBIGUÏTE.....	18
3.6	AUTRES REALISATIONS POSSIBLES.....	20
4	RADAR A CORRELATION ANALOGIQUE RADAR A BRUIT.....	21
4.1	SIGNAL TRAITE.....	21
4.2	ORGANISATION DE L'EMETTEUR RECEPTEUR.....	22
4.3	TRAITEMENT DU SIGNAL.....	23
4.3.1	Cible de retard $t_0$ .....	24
4.3.2	Cible de retard $t_r$ différent de $t_0$ .....	24
4.4	BILAN DES PUISSANCES.....	26
4.5	DIAGRAMME D'AMBIGUÏTE DU RADAR A CORRELATION.....	27
4.6	CHOIX DES CARACTERISTIQUES DU RADAR A CORRELATION.....	29

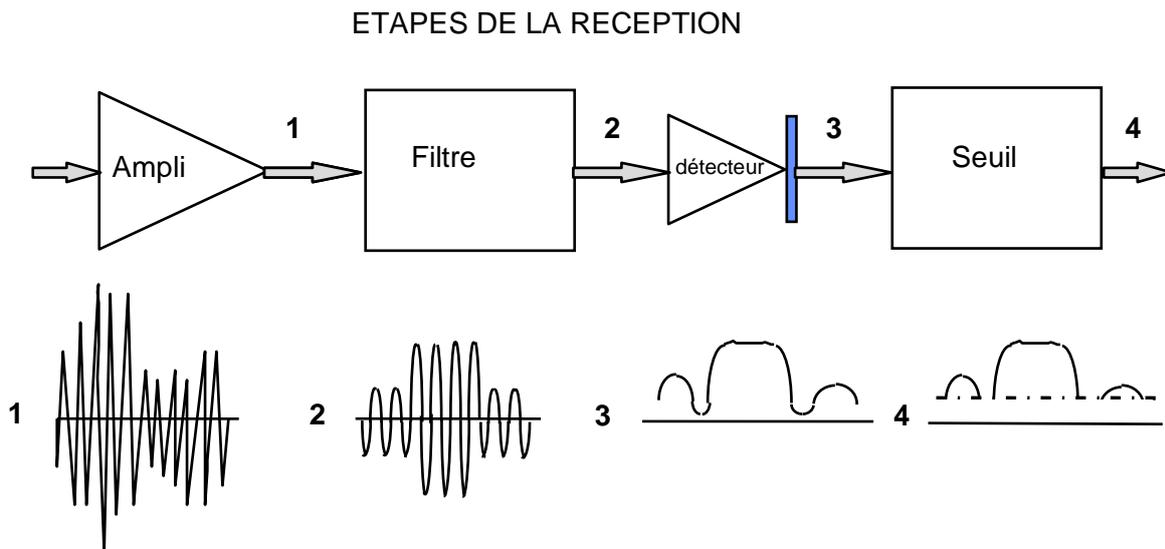
# 1 NOTION INTUITIVE DE RECEPTEUR OPTIMAL

## 1.1 NOTION DE FILTRAGE ADAPTE OU OPTIMAL

La notion de filtrage adapté est une notion classique en radar (cf. Chapitre 9) nous allons en rappeler les grands principes.

### 1.1.1 Problématique de la détection radar

Le traitement ou filtrage du signal a pour but d'assurer la meilleure visibilité du signal dans le bruit et les autres signaux parasites. Il doit également contribuer à assurer au radar ses meilleures performances de pouvoir séparateur et de précision. Les étapes de la détection peuvent être résumées par le schéma ci après :



- l'amplificateur amène le signal à un niveau convenable ;
- le filtrage a pour but d'atténuer au maximum le bruit tout en préservant le signal ;
- le détecteur prend (à un coefficient près) le carré de l'amplitude du signal ;
- Le traitement final, se ramène à placer un seuil plus ou moins complexe sur le mélange signal plus bruit après détection, pour ne laisser passer que les signaux d'amplitude suffisante, ce qui entraîne :
  - une limitation de la visibilité des échos utiles, les échos faibles pouvant ne pas être sélectionnés ;
  - un risque de « fausse alarme », lorsque le bruit seul forme un écho parasite dépassant le seuil de détection.

Il en résulte deux caractéristiques de la détection :

*Possibilité pour le bruit seul, de créer de faux échos qui dépassent le seuil ou :*

**Probabilité de fausse alarme  $P_{fa}$**

*Possibilité que le signal en présence de bruit, n'atteigne pas le seuil, ce qui limite la :*

**Probabilité de détection  $P_d$**

Le problème posé est, à probabilité de fausse alarme fixée, d'obtenir la meilleure probabilité de détection possible.

La qualité de la détection sera d'autant meilleure que «  $P_d$  » sera grand (typique 0,8 à 0,9) et «  $P_{fa}$  » faible (typique  $10^{-4}$  à  $10^{-6}$ ). Cela suppose un seuil suffisamment élevé pour bien filtrer le bruit et un signal suffisamment fort par rapport au seuil, donc au bruit, pour être décelé.

On définira donc *un filtre optimal* comme un *filtre maximisant le rapport* :

$$\frac{S}{B} = \frac{\text{puissance crête du signal après filtrage}}{\text{puissance moyenne du bruit après filtrage}}$$

Le filtre adapté ou optimal est donc celui qui permet d'obtenir le meilleur rapport signal sur bruit après filtrage, pour des conditions d'entrée données.

### 1.1.2 Principe du filtrage optimal

Le signal sous porteuse est de la forme :

$$A(t) = A_0(t) \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi(t))$$

Son spectre est relié à son amplitude par la transformée de Fourier :

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t) \exp\{-j2\pi \cdot f \cdot t\} dt$$

$$A(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \exp\{j2\pi \cdot f \cdot t\} df$$

Sa puissance efficace est :

$$\frac{A_0^2(t)}{2} = \frac{|A(t)|^2}{2}$$

Son énergie s'écrit :

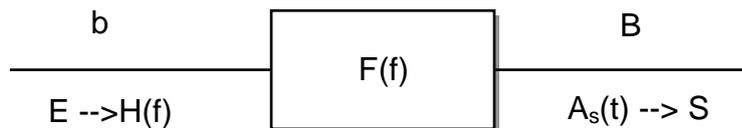
$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

Le bruit est de densité spectrale « physique » :  $b$ .

On rappelle qu'au sens de Fourier :

$$\Phi_b = \frac{b}{2}$$

A l'entrée du filtre, on définit le signal et le bruit par leurs caractéristiques spectrales : spectre du signal et densité spectrale du bruit :



Si  $F(f)$  est la transmittance du filtre, la puissance moyenne du bruit après filtrage s'écrit :

$$B = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_b \cdot |F(f)|^2 df = \frac{b}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |F(f)|^2 df$$

Alors que le spectre du signal à la sortie du filtre devient :

$$H_s(f) = H(f)F(f)$$

et donc son amplitude en fonction du temps :

$$A_s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)F(f) \exp\{j2\pi.f.t\} \cdot df$$

On peut donc écrire le rapport signal sur bruit après filtrage :

$$\frac{S}{B} = \frac{|A_s|^2}{2B} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)F(f) \exp\{j2\pi.f.t\} \cdot df \right|^2}{b \int_{-\infty}^{+\infty} |F(f)|^2 df}$$

Posons :  $G^*(f) = [F(f) \cdot \exp\{j2\pi.f.t\}]$ . L'inégalité de Schwartz s'écrit :

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)G^*(f) df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |G(f)|^2 df$$

Et on vérifie facilement que si  $G(f) = \lambda H(f)$ , l'égalité est atteinte. Une des solutions possibles consiste à poser  $\lambda = 1$ , ce qui conduit, en notant que  $[G(f)] = [F(f)]$ , à :

$$\begin{aligned} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)G^*(f) df \right|^2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |F(f)|^2 df \\ \left[ \frac{S}{B} \right]_{\max} &= \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |F(f)|^2 df}{b \int_{-\infty}^{+\infty} |F(f)|^2 df} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df}{b} = \frac{E}{b} \end{aligned}$$

Cette condition est réalisée à l'instant  $t = 0$ , si :

$$F(f) = H^*(f)$$

Et aboutit au résultat :

$$\left[ \frac{S}{B} \right]_{\max} = \frac{E}{b}$$

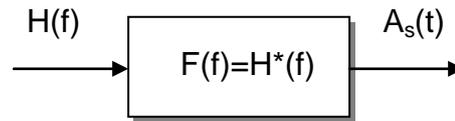
On retiendra donc **en conclusion** que :

- Le rapport  $S/B$  à la sortie du filtrage est un paramètre essentiel de la détection.
- Au mieux il est égal au rapport signal sur bruit énergétique  $E/b$  à l'entrée du récepteur.
- Cela suppose que la transmittance du filtre adapté soit égale, à un coefficient près, à la quantité conjuguée du spectre du signal émis.
- Le signal obtenu après filtrage optimal est le signal le plus court possible puisque à énergie donnée, c'est celui qui présente la plus grande amplitude.

Ces conclusions ne préjugent pas de la forme du signal émis, la seule condition est que l'on puisse définir son spectre, ce qui est toujours théoriquement possible.

## 1.2 AUTRE APPROCHE DU TRAITEMENT OPTIMAL, LA CORRELATION

Le schéma du récepteur à **filtre optimal** peut être résumé comme suit :



$$A_s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \cdot H^*(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot t} df$$

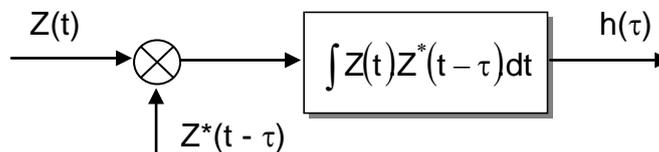
Le signal à la sortie du récepteur ayant pour expression :

Considérons maintenant le signal  $Z(t)$  dont la transformée de Fourier est  $H(f)$ , le théorème de corrélation permet d'écrire dans le cas général :

$$h(\tau) = \int_T Z(t) Z^*(t - \tau) dt = \int H(f) H(f)^* \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \tau} df = A_s(\tau)$$

$$h(\tau) = A(\tau)$$

D'où le second schéma du **récepteur optimal à corrélation** :



Il existe donc deux approches pour réaliser un filtrage optimal :

- réaliser directement le filtre optimal lorsque le spectre du signal émis est accessible ;
- réaliser une corrélation du signal reçu avec une réplique du signal émis.

Ces deux approches dites de « *filtrage linéaire* » constituent les bases de la réalisation des « *récepteurs modernes* ». Nous verrons plus loin qu'elles se rejoignent dans les récepteurs numériques.

En pratique sur des signaux réels, (cf. chapitre 16 § 2.6) la corrélation pourra être faite en analogique sous porteuse.

Rappelons enfin que la variable :

$$\rho(\tau) = \frac{1}{T} \int_T Z(t) Z^*(t - \tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_Z(f) e^{j2\pi f \tau} df$$

Où  $\Phi_Z(f)$  est le spectre de puissance de  $Z(t)$  ;  $\rho(\tau)$  ou  $A_s(t)$  sont donc complètement définis par le spectre en puissance du signal traité.

## 1.3 PARAMETRES MESURABLES

### 1.3.1 Mesure de la distance

On rappelle que la mesure de la distance de la cible est liée à la mesure du temps de trajet aller et retour de l'onde par la relation :

$$\Delta T = \frac{2D}{C}$$

Deux cibles de **surface équivalentes comparables** sont **séparables en pratique**, si la différence de leur temps de trajet est supérieure à la durée du signal traité.

A la sortie du filtre adapté on obtient un signal de spectre réel de bande  $\Delta F$ , sa durée sera donc voisine de :

$$\delta t = \frac{1}{\Delta F}$$

Relation définissant le **pouvoir discriminateur en temps** d'un radar pour tout signal de bande  $\Delta F$ . Il ne dépend que de la largeur du spectre du signal émis.

**Le pouvoir discriminateur en distance** du radar s'écrira donc :

$$\delta D = \frac{C \cdot \delta t}{2} = \frac{C}{2 \cdot \Delta F}$$

Par ailleurs, le signal radar est souvent un signal périodique de période  $T_R$  dite période de récurrence du radar. Il en résulte que, vu par le récepteur du radar, le signal reçu à l'instant  $\Delta T$  sera confondu avec tout signal reçu à l'instant  $\Delta T + kT_R$ . Autrement dit, la mesure de  $\Delta T$  est faite avec une ambiguïté égale à  $T_R$  ou « modulo  $T_R$  ».

Dans certains cas,  $T_R$  est suffisamment grand pour que l'ambiguïté en distance  $\Delta D = CT_R/2$  qui en résulte soit grande devant la portée du radar ; ces radars sont dits « sans ambiguïté de distance ». Il existe également d'autres cas où cette ambiguïté existe,  $T_R$  étant fixé par des conditions opérationnelles, en particulier pour ce qui concerne les radars aéroportés.

### 1.3.2 Mesure de la vitesse radiale

Certains radars possèdent la faculté de mesurer la fréquence doppler des cibles. C'est le cas du récepteur à corrélation défini au paragraphe 1.2.

En effet, à la sortie du corrélateur, le signal traité est un signal réel (onde continue en analogique) de durée  $\Delta T$ .

Sa largeur de spectre est donc voisine de :

$$\delta f = \frac{1}{\Delta T}$$

Relation définissant le **pouvoir discriminateur en fréquence** d'un radar dans le cas de **cibles de surface équivalentes comparables** pour tout signal de durée  $\Delta T$ .

**Le pouvoir discriminateur en vitesse du radar** s'écrira donc :

$$\delta V_R = \frac{\lambda \cdot \delta f}{2} = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta T}$$

Par ailleurs, lorsque le signal radar est périodique, son spectre est un spectre de « raies » (cf. chapitre 16 § 4), les raies étant espacées l'une de l'autre d'une fréquence :  $f_R = 1/T_R$ .

Comme pour la mesure en distance, le signal vu par le récepteur du radar, le signal reçu avec une fréquence doppler  $f_d$  sera confondu avec tout signal de fréquence doppler  $f_d + kf_R$ . Autrement dit la fréquence doppler de la cible est mesurée avec une ambiguïté égale à  $f_R$  ou « modulo  $f_R$  ».

### 1.3.3 Généralisation

Les raisonnements précédents ont été établis en prenant en compte successivement les propriétés du filtre adapté et du corrélateur. Les deux procédés étant équivalents, ces performances peuvent être atteintes par l'une ou l'autre des méthodes, à condition de savoir réaliser le récepteur adéquat.

### 1.3.4 Diagramme d'ambiguïté

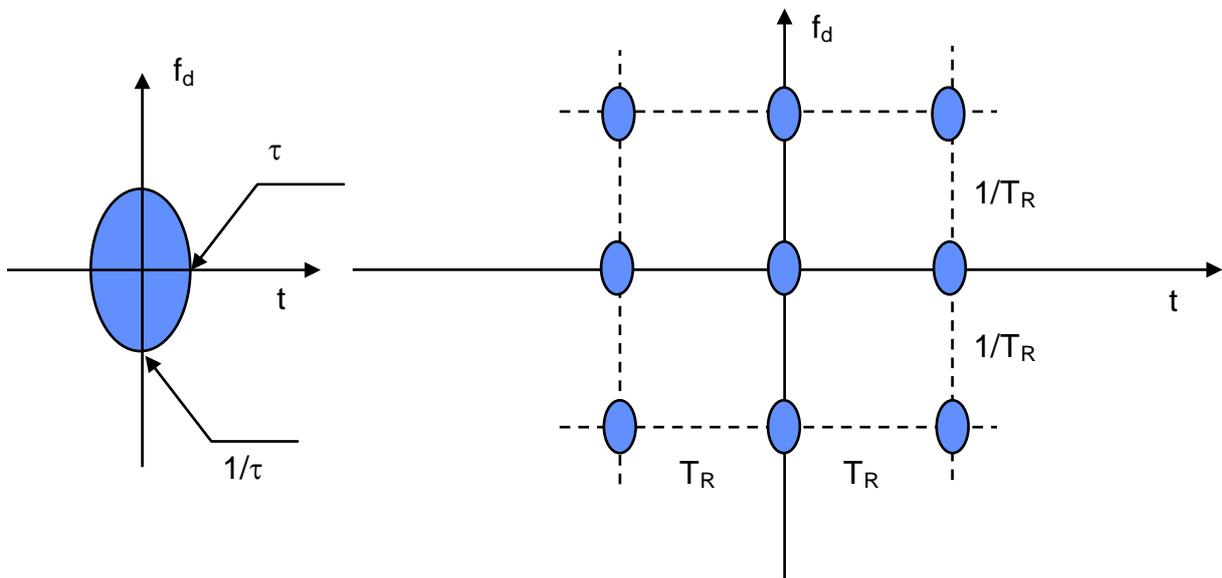
Les résultats précédents peuvent se résumer sur une figure caractéristique du signal traité dite « diagramme d'ambiguïté » dans un plan  $[ t , f_d ]$  on fait figurer :

- le pouvoir discriminateur en temps du radar ;
- le pouvoir discriminateur en fréquence du radar.

Définissant ainsi une zone de l'espace  $[ t , f_d ]$  dans laquelle deux cibles ne peuvent être séparées par le radar.

Eventuellement, si le signal traité est périodique, apparaîtrons une ambiguïté distance et une ambiguïté vitesse, sous la forme de la répétition tous les  $T_R$  puis tous les  $f_R = 1/T_R$ , de la zone de non séparation précédemment définie.

La figure suivante illustre ce type de diagramme d'ambiguïté dans le cas du traitement d'une impulsion isolée et d'un train d'impulsions. Nous aurons l'occasion d'y revenir.



Impulsion de durée  $\tau$

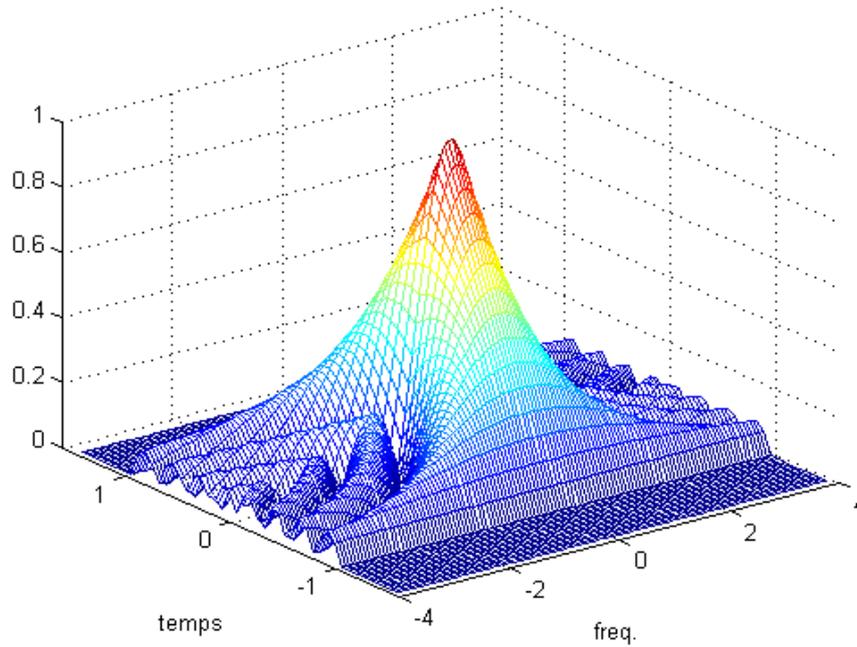
Train de  $n$  impulsions de durée  $\tau$  et de période  $T_R$

### 1.3.5 Notion de fonction d'ambiguïté

La représentation précédente d'usage très pratique car très parlante en soi, ne doit pas faire oublier qu'il n'existe pas de pouvoir séparateur total et que les forces respectives des échos des deux cibles ont une importance sur le résultat obtenu.

Pour aller plus loin dans ce sens on définit la fonctions d'ambiguïté du radar faisant intervenir l'effet de l'amplitude relative des échos, en présentant l'amplitude relative du signal issu d'un filtre ou corrélateur adapté à un signal donné lorsqu'il est attaqué par l'écho d'une autre cible distante de  $\tau$  en temps et de  $F$  en fréquence doppler par rapport à la cible de référence.

La figure suivante présente l'allure de la fonction d'ambiguïté obtenue par le traitement d'une impulsion rectangulaire.



L'interprétation de ce résultat sera précisée dans l'étude générale des fonctions d'ambiguïté faite au chapitre 18.

On retiendra dans l'attente que la représentation de cette fonction ou de coupes (iso - doppler par exemple) de cette fonction permet de préciser le comportement des récepteurs.

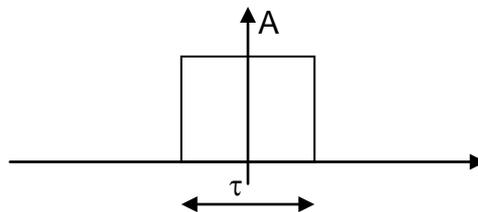
## 2 RETOUR SUR LES RECEPTEURS CLASSIQUES

### 2.1 SIGNAL TRAITE

Le récepteur classique traite un signal ayant les caractéristiques suivantes :

- durée :  $\tau$  ;
- fréquence constante ;
- forme généralement proche d'un signal rectangulaire d'amplitude  $A$ .

D'où son signal vidéo équivalent :



Son spectre a pour expression :

$$H(f) = A \cdot \tau \frac{\text{Sin}(\pi f \cdot \tau)}{\pi f \cdot \tau}$$

Ce signal étant formé d'un seul échantillon, Il devrait répondre à la relation :

$$\tau \cdot \Delta F = 1$$

où  $\Delta F$  est la bande passante équivalente du signal.

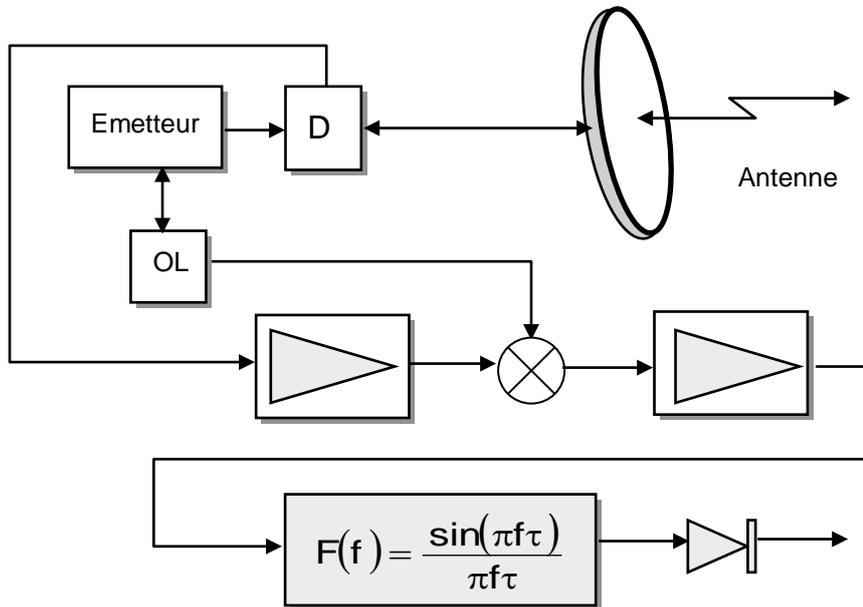
Nous pouvons le vérifier en calculant  $\Delta F$ .

$$\Delta F = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\text{Sin}(\pi f \cdot \tau)}{\pi f \cdot \tau} \right)^2 df = \frac{1}{\tau}$$

Ce qui vérifie la relation précédente.

## 2.2 ORGANISATION DE L'EMETTEUR RECEPTEUR

Le schéma type émission réception du radar classique est le suivant :



L'énergie émise pendant la durée de l'impulsion est rayonnée par l'antenne. Le signal de retour, recueilli par la même antenne, est dirigé par le duplexeur « D » vers le récepteur.

Il peut éventuellement être amplifié par un amplificateur hyperfréquence, puis il est transposé en moyenne fréquence. Il est à nouveau amplifié en moyenne fréquence, puis filtré et détecté.

L'oscillateur local est lié à l'émetteur de telle manière que la moyenne fréquence soit stabilisée à la valeur convenable. Cette liaison peut prendre plusieurs formes :

- si l'émetteur est un oscillateur de puissance (triode oscillatrice, magnétron...), l'oscillateur est asservi à la fréquence de l'émetteur par un dispositif de contrôle automatique de fréquence (CAF) ;
- si l'émetteur est un amplificateur de fréquence (TPO, TPOM, Klystron...). C'est l'oscillateur local qui pilote l'émetteur à travers un changement de fréquence convenable.

Le filtre moyenne fréquence a pour but de normaliser le rapport signal sur bruit avant détection et traitement du signal.

Son action va être examinée ci après.

## 2.3 TRAITEMENT PAR UN FILTRE OPTIMUM

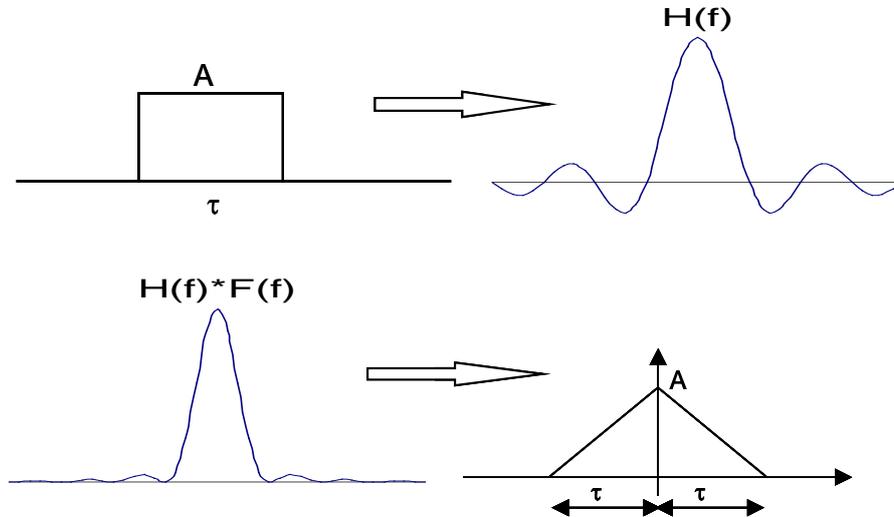
Le spectre du signal filtré a pour expression :

$$H_s(f) = A \cdot \tau \left( \frac{\text{Sin}(\pi f \cdot \tau)}{\pi f \cdot \tau} \right)^2$$

Le filtre optimum, adapté à un tel signal s'écrit :

$$F(f) = \frac{\text{Sin}(\pi f \cdot \tau)}{\pi f \cdot \tau}$$

D'où l'allure des signaux et de leurs spectres avant et après filtrage :



L'amplitude maximale du signal de sortie est celle du signal avant filtrage : A.

La puissance de bruit à la sortie de ce récepteur est :

$$B = b \cdot \Delta F = \frac{b}{\tau}$$

On pose :  $P_c = A^2/2$ , puissance crête du signal reçu sous porteuse. D'où le rapport signal sur bruit:

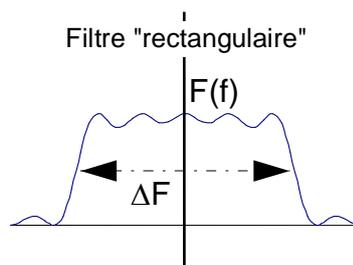
$$\frac{S}{B} = \frac{A^2}{2 \cdot B} = \frac{A^2 \cdot \tau}{2} \cdot \frac{1}{b} = \frac{P_c \cdot \tau}{b}$$

On vérifie bien que :

$$\frac{S}{B} = \frac{E}{b}$$

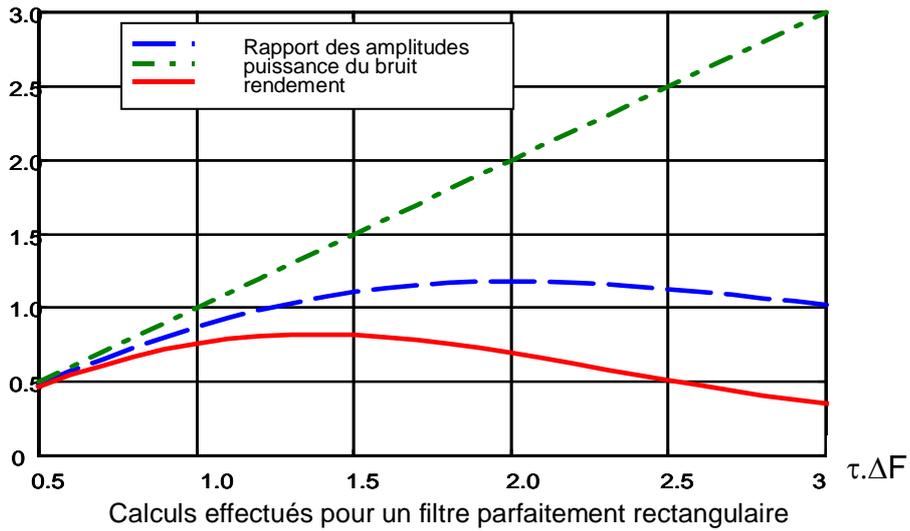
## 2.4 TRAITEMENT PAR DES FILTRES REELS

Le filtre réalisé est généralement un filtre passe bande quasi rectangulaire « presque adapté », de bande voisine de :  $\Delta F = 1.2/\tau$ .



Le résultat obtenu dépend alors de la largeur de bande du filtre :  $\Delta F$  comme le montre le graphique ci après, qui présente le rendement du filtrage  $\eta$  tel que :

$$\frac{S}{B} = \eta \frac{E}{B}$$



Le rendement optimum du filtrage est alors voisin de 0.8 (perte 1 dB), pour une largeur de bande définie par :  $\tau \cdot \Delta F \approx 1.4$  pour un filtre parfaitement rectangulaire.

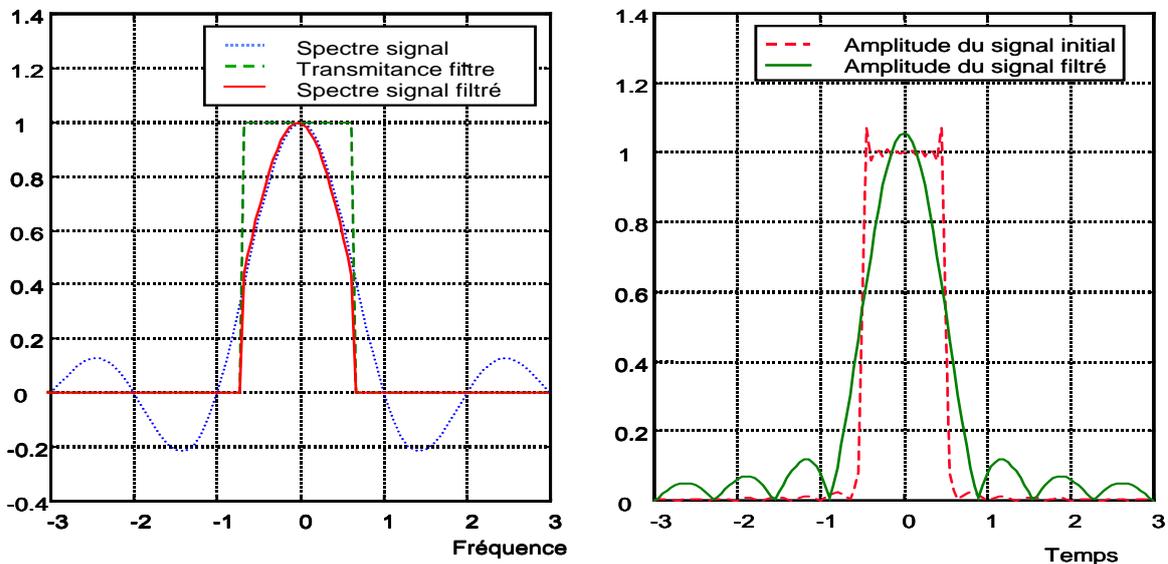
Elle est légèrement inférieure pour un filtre « quasi rectangulaire » de flancs moins raides.

On retiendra en définitive :

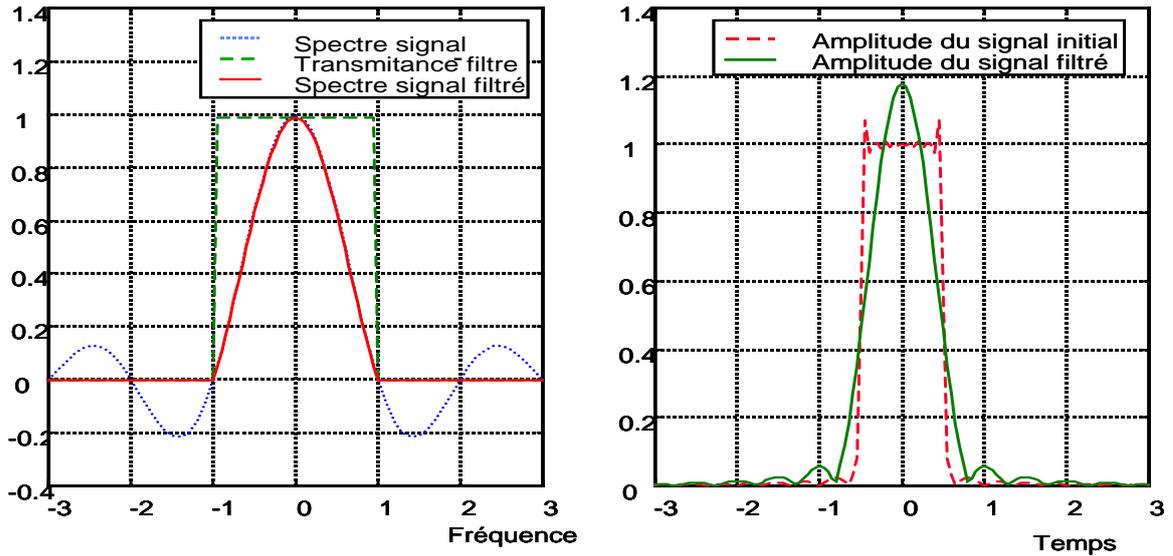
$$\Delta F \approx \frac{1.2}{\tau}$$

$$\frac{S}{B} \approx 0.8 \frac{E}{B}$$

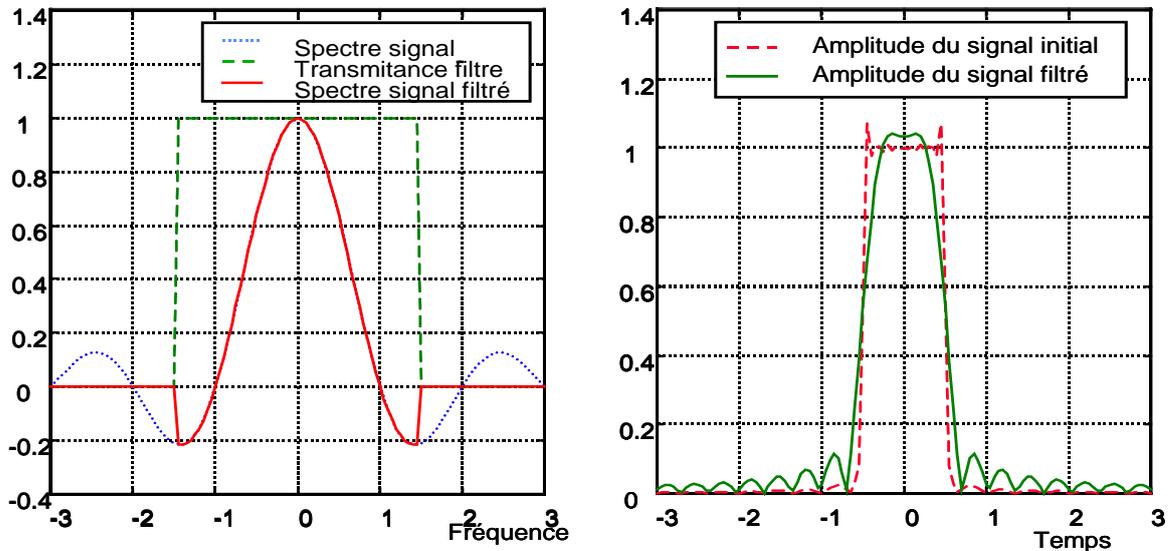
Par ailleurs, le rendement varie peu en fonction de  $\Delta F$ , aussi dans certains cas, on adoptera une bande supérieure, pour mieux préserver la forme du signal traité, comme le montrent les figures ci après.



Filtre "rectangulaire", comportement à l'adaptation  $\Delta F = 1.4/\tau$



Filtre "rectangulaire", comportement à bande  $\Delta F=2/\tau$

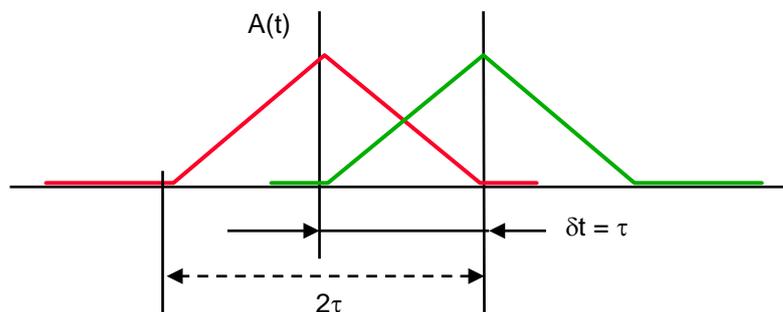


Filtre "rectangulaire", comportement à bande  $\Delta F=3/\tau$

## 2.5 DIAGRAMME D'AMBIGUÏTE DU RADAR CLASSIQUE

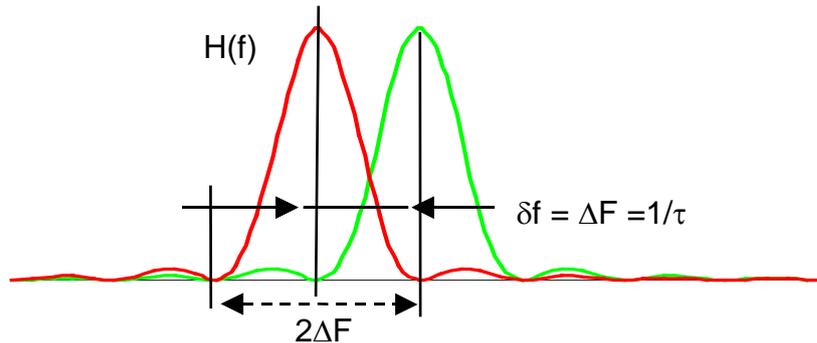
### 2.5.1 Pouvoir séparateur en temps

Le pouvoir séparateur en temps est lié à la durée d'impulsion " $\tau$ " du signal. La figure suivante montre que les signaux issus du filtre optimum deviennent séparables (recouvrement à mi-amplitude), c'est à dire que leur somme commence à former un signal contenant deux maxima, lorsque  $\delta t \geq \tau$  :



### 2.5.2 Pouvoir séparateur en fréquence doppler

Le pouvoir séparateur en fréquence est lié à la largeur de spectre " $\Delta F$ " du signal. La figure suivante illustre le pouvoir séparateur en fréquence :



Il en résulte que deux échos peuvent être séparés en fréquence doppler si :

$$\delta f \geq \frac{1}{\tau}$$

### 2.5.3 Exemples

Si on désire un pouvoir séparateur élevé, par exemple  $\delta t = 600$  m, soit  $\tau = 4 \mu s$ , il en résulte un pouvoir séparateur en fréquence :

$$\delta f = \frac{1}{\tau} = 2.5 \cdot 10^5 \text{ Hz} = 250 \text{ kHz}$$

Pour une longueur  $\lambda = 10 \text{ cm} = 0,1 \text{ m}$ , on aboutit à une ambiguïté en vitesse de :

$$\delta V_R = \frac{\lambda \cdot \delta f}{2} = \frac{0.1 \times 2.5 \cdot 10^5}{2} = 1.25 \cdot 10^4 \text{ m/s}$$

qui est largement supérieure aux vitesses des cibles usuelles.

Inversement si on désire un pouvoir séparateur en vitesse élevé, par exemple  $100 \text{ m/s}$ , on aboutit à :

$$\delta f = \frac{2 \cdot \delta V_R}{\lambda} = 2000 \text{ Hz}$$

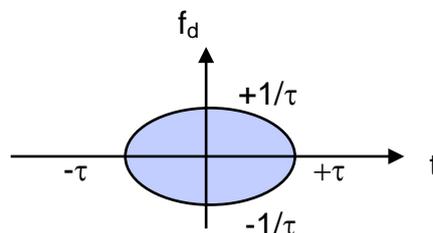
$$\tau = \frac{1}{\delta f} = 0.5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

D'où un pouvoir séparateur en distance de  $75 \text{ km}$ .

La propriété du radar classique :  $\tau \cdot \delta f = 1$  limite donc les performances du radar pour ce qui concerne son pouvoir séparateur.

### 2.5.4 Diagramme d'ambiguïté

Les propriétés de pouvoir séparateur du radar classique sont résumées dans son diagramme d'ambiguïté, présenté ci après.

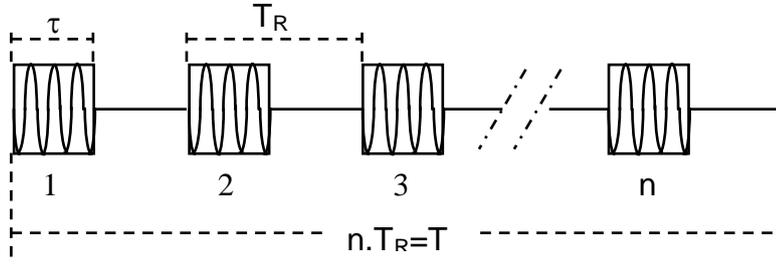


### 3 TRAITEMENT D'UN TRAIN D'IMPULSIONS

#### RADAR PULSE DOPPLER

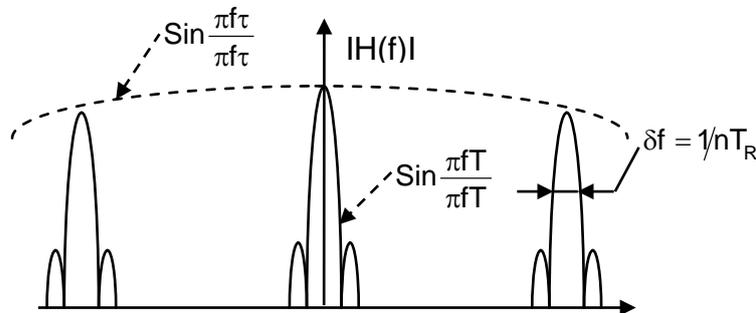
##### 3.1 SIGNAL TRAITE

Un bon pouvoir séparateur en vitesse demande l'emploi de signaux longs. Il ne peut être résolu par le radar classique qui ne traite qu'une seule impulsion. Par contre, cette difficulté peut être contournée en utilisant non plus un signal unique, mais un train d'impulsions.



L'ensemble des signaux émis peut être considéré comme l'échantillonnage, tout les  $\delta t = T_R$ , d'un signal de durée  $n \cdot T_R$ , par des échantillons de durée  $t$ .

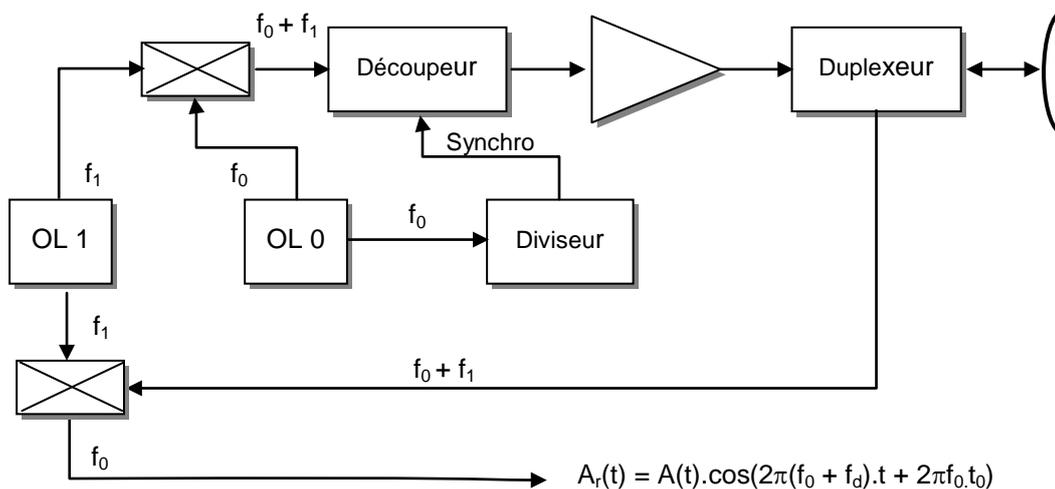
Son spectre a donc l'allure suivante (cf. chapitre 16 § 4.3.3) :



Le premier problème est celui de la production d'un tel signal ; il peut être traité par différentes méthodes.

##### 3.2 ORGANISATIONS DE L'EMETTEUR RECEPTEUR

###### 3.2.1 Formation du signal par une chaîne d'émission cohérente



Le système est composé de deux oscillateurs, très stables, de fréquence  $f_0$  et  $f_1$  les signaux issus de ces deux oscillateurs sont transposés dans un mélangeur qui recueille le battement supérieur à la fréquence  $f_0 + f_1$ .

Le signal ainsi formé est découpé en impulsions, en synchronisme avec un signal d'horloge ou synchro, qui est un sous multiple de  $f_0$ , de telle manière que le train d'impulsions :

$$A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t)$$

soit un signal périodique.

Après amplification le signal est dirigé vers l'antenne à travers le duplexeur.

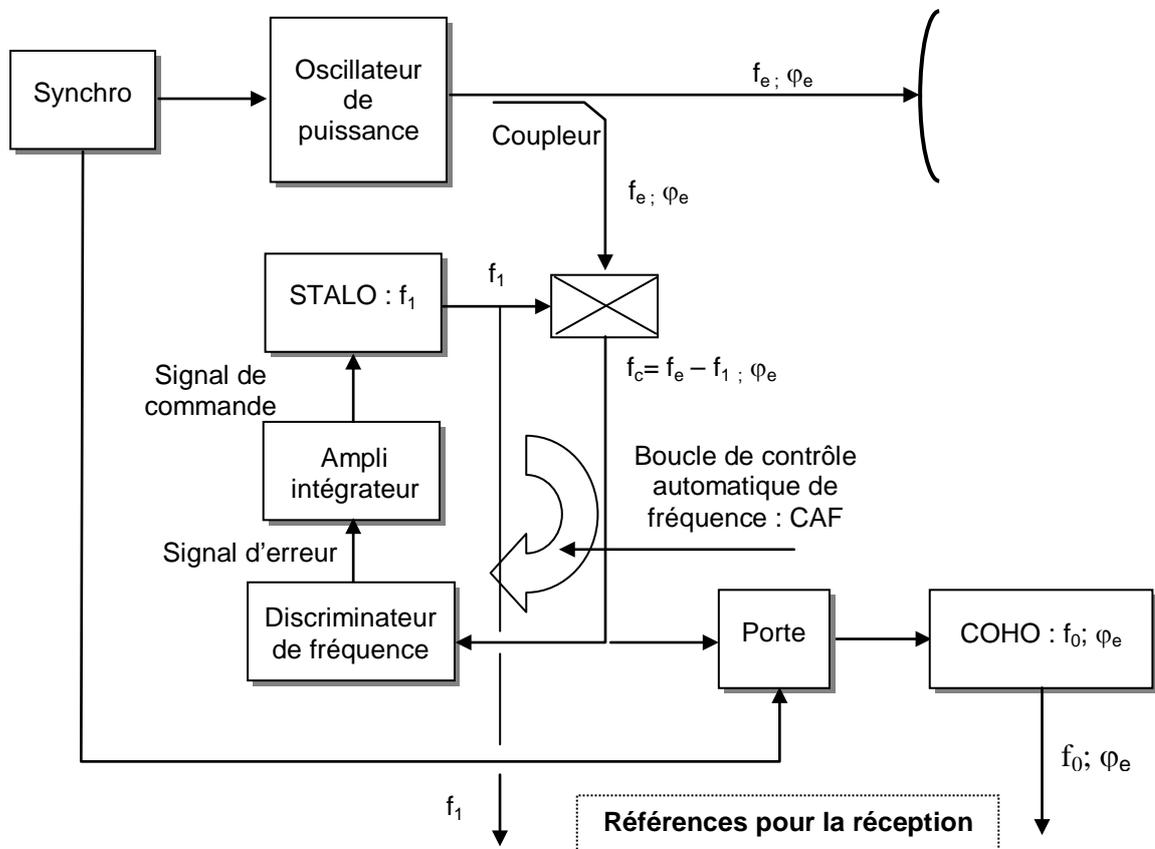
A la réception, on mélange le signal de retour avec celui de l'oscillateur local  $f_1$ , par filtrage du battement inférieur. On recueille alors un signal à la fréquence  $f_0 + f_d$  retardé de  $t_0$  :

$$A_r(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi(f_0 + f_d) \cdot t + 2\pi f_0 t_0)$$

qui est comme le signal de référence :  $A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t)$  un signal périodique.

La mesure de  $t_0$  permet de connaître la position de la cible et celle de  $f_d$  la fréquence doppler de la cible, sans erreurs dues au mode de production du signal, si les oscillateurs sont suffisamment stables.

### 3.2.2 Formation du signal à partir d'un oscillateur de puissance



Les tubes oscillateurs de puissance ont ceci de particulier qu'ils émettent des signaux de fréquence et de phase mal définies. Les phénomènes principaux sont :

- une dérive lente de la fréquence de l'émetteur ;
- un démarrage de chaque oscillation avec une phase aléatoire.

La correction se fait en deux temps :

**a Correction de la dérive de fréquence ; le CAF**

On dispose d'un oscillateur très stable, le STALO, susceptible d'être ajusté en fréquence par une commande extérieure, et qui délivre une fréquence  $f_1$ .

L'émetteur génère à chaque impulsion un signal de fréquence  $f_e$  et de phase  $\varphi_e$ .

Il convient ici de compenser la dérive lente de  $f_e$ . Pour cela on prélève une faible partie du signal émis par l'émetteur que l'on fait battre avec le signal issu du STALO, pour obtenir un signal de fréquence  $f_c$ . Ce signal est traité par un discriminateur de fréquence qui compare  $f_c$  à la fréquence de référence  $f_0$ .

Le signal d'erreur obtenu est lissé dans un intégrateur et amené à un niveau suffisant pour servir de signal de commande du STALO.

Ainsi est réalisée une boucle lente qui permet de fixer la moyenne fréquence  $f_0$  à une valeur stable et bien connue. Cette boucle porte le nom de contrôle automatique de fréquence ou CAF.

**b Mémorisation, à chaque impulsion, de la phase du signal émis**

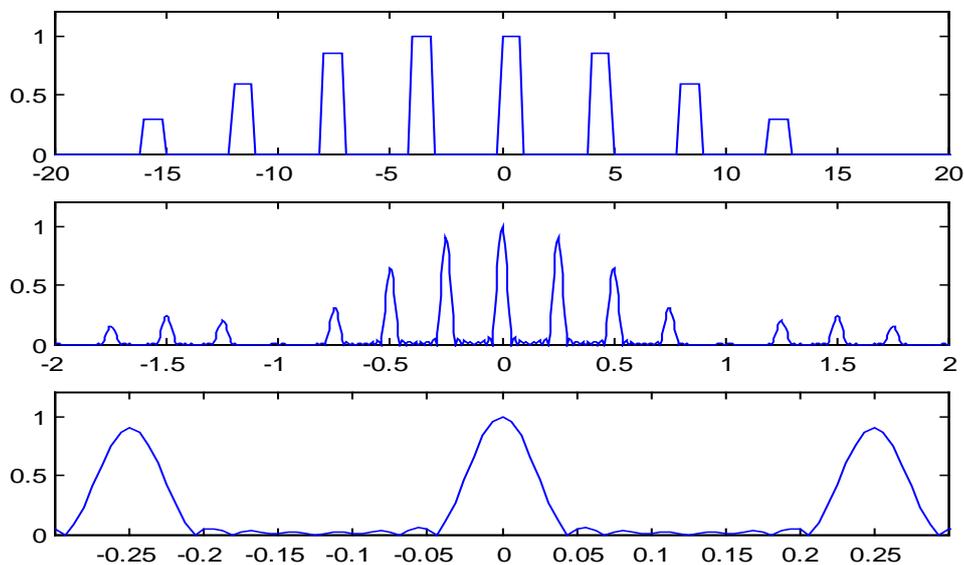
On utilise pour ce faire, un oscillateur cohérent ou COHO. Cet oscillateur est stable à la fréquence  $f_0$  en absence de commande extérieure. Par contre il fonctionne en régime forcé à chaque émission par injection d'un signal de fréquence [ $f_c \sim f_0$ ] et de phase  $\varphi_e$  issu du mélangeur du CAF.

Il mémorise la phase  $\varphi_e$  injectée et continue seul à osciller à la fréquence  $f_0$  jusqu'à l'émission suivante.

Ainsi par le double asservissement : en fréquence du STALO et en phase du COHO on a mis en mémoire la fréquence et la phase du signal émis, pour être en mesure de traiter de manière cohérente le signal reçu. Ce type de chaîne est connu sous le nom de « *Chaîne cohérente* ».

**3.3 TRAITEMENT DU SIGNAL**

Le signal à traiter est un train d'impulsions, d'amplitude modulée par le mouvement de l'aérien en fonction veille, dont un exemple est proposé ci après.



De haut en bas : signal traité ; spectre de ce signal ; loupe sur le spetre

Son spectre est un spectre de raies de largeur proche de  $1/n.T_R$  et d'espacement égal à :  $f_R = 1/T_R$ , comme nous l'avons établi au paragraphe 3.1. Un filtre adapté à la nature du signal reçu pourrait être un filtre adapté à une raie de son spectre.

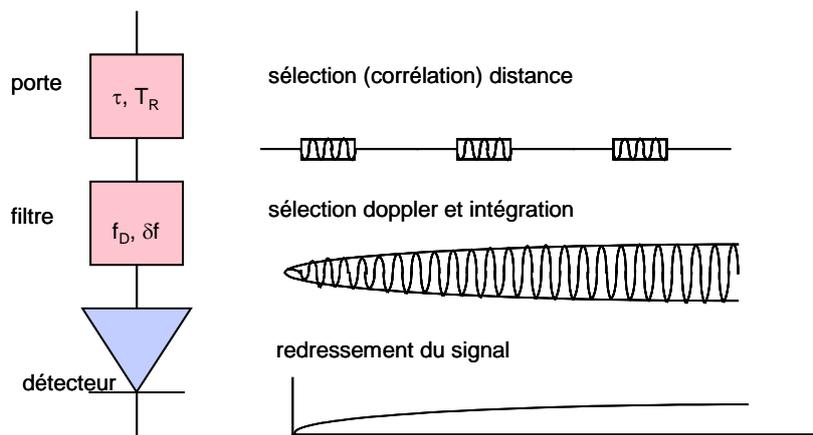
Par ailleurs, un signal issue d'une cible donnée revient au radar à des instants biens déterminés :

$$t_0 ; t_0 + T_R ; \dots\dots\dots t_0 + (n-1)T_R$$

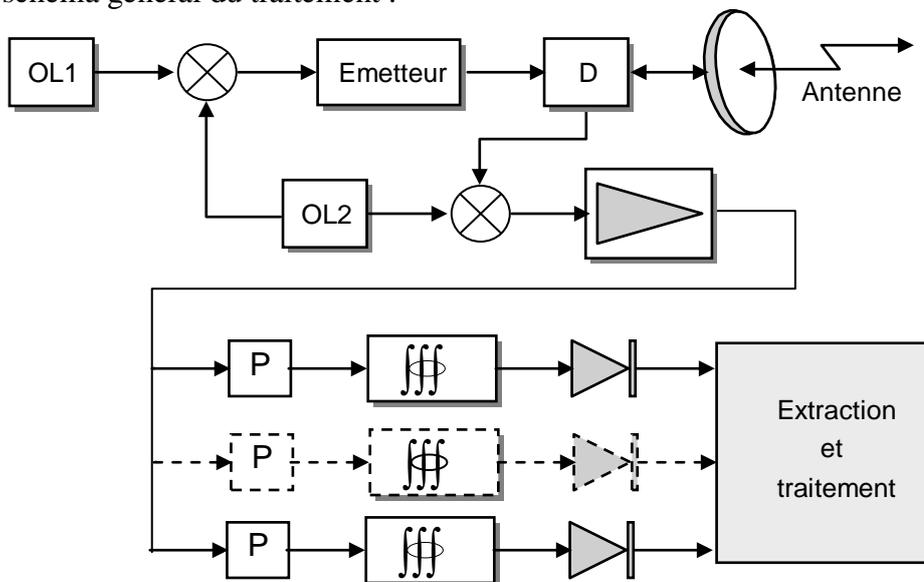
Pour sélectionner cette cible, à condition que le déplacement de la cible pendant la durée de la mesure soit négligeable devant la durée de l'impulsion, il suffira d'ouvrir une porte entre les instants :  $t_0$  et  $t_0 + \tau$ , comptés à partir de l'émission du signal.

Il ne reste plus ensuite qu'à filtrer une raie du train d'impulsion ainsi sélectionné, par un filtre de bande adaptée à la largeur de cette raie soit :  $\delta f \sim 1/nT_R$ , calé sur la bonne fréquence doppler.

Le schéma type d'une voie de réception, illustré en analogique par l'allure des signaux au cours du traitement, est donc le suivant :



D'où le schéma général du traitement :



Les portes doivent être en nombre suffisant pour couvrir l'ensemble des distances surveillées ; leur durée d'ouverture doit être voisine de celle du signal émis :  $\tau$ . Il peut donc y avoir, s'il n'y a pas de recouvrement entre les portes, jusqu'à  $N_p = T_R/\tau$  portes distinctes.

Les filtres, placés derrière chaque porte, en nombre suffisant pour couvrir le domaine doppler non ambigu des cibles, c'est à dire  $f_R = 1/T_R$ . S'il n'y a pas de recouvrement entre les filtres, cela conduit à utiliser  $n$  filtres de bande  $\delta f = 1/nT_R$ , où  $n$  est le nombre d'impulsions traitées.

On voit que cette organisation peut rapidement devenir très complexe.

### 3.4 BILAN DE PUISSANCE

Le bilan de puissance dans ce cas, est un peu plus complexe :

- Le filtre doppler adapté au signal, joue pour celui-ci le rôle d'intégrateur cohérent. L'amplitude du signal à la sortie du filtre doppler est donc (Cf chapitre 16 § 2.6.4) l'amplitude moyenne du train d'impulsions à son entrée soit :

$$A_s = \frac{A \cdot \tau}{T_R}$$

- La porte prélève une fraction du bruit d'entrée dans le rapport  $\tau/T_R$ , la densité spectrale du bruit issu de chaque porte est donc :

$$b_p = \frac{b \cdot \tau}{T_R}$$

- La bande passante de chaque filtre doppler est :  $\delta f = 1/nT_R$ , la puissance moyenne du bruit après filtrage est donc :

$$B_s = b_p \cdot \delta f = \frac{b \cdot \tau}{n \cdot T_R^2}$$

- D'où le rapport signal sur bruit à la sortie du filtre :

$$\frac{S}{B} = \frac{A_s^2}{2 \cdot B_s} = \frac{n \cdot A^2 \cdot \tau}{2} \frac{1}{b}$$

$$\frac{S}{B} = \frac{E}{b}$$

**Expression où E représente la somme des énergies des n impulsions, prises en compte dans le traitement.**

Le récepteur pulse doppler est donc un filtre adapté au traitement d'un train d'impulsions.

Cette propriété était prévisible a priori, si l'on remarque que, l'ouverture de la porte étant équivalente à un produit (à un coefficient près) par l'enveloppe du signal  $s(t)$ , le récepteur pulse doppler opère, sur un signal excentré dans sa porte d'une valeur  $\delta\tau \ll \tau$ , l'opération :

$$h(\delta\tau) = \int_{n \cdot T_R} s(t) s(t - \delta\tau) dt$$

qui est l'autocorrélation du signal. Cette propriété permet de dire que le radar pulse doppler est un cas particulier de réalisation des radars à corrélation qui seront étudiés plus loin.

### 3.5 DIAGRAMME D'AMBIGUITE

Du point de vue mesure de la distance ou du temps de trajet de l'onde, le radar pulse doppler se comporte comme un radar classique. C'est la durée de son impulsion qui définit son pouvoir séparateur en distance, à ceci près que la mesure se fait d'une manière différente. Nous conserverons donc comme **pouvoir séparateur en temps** :

$$\delta t = \tau = 1/\Delta F$$

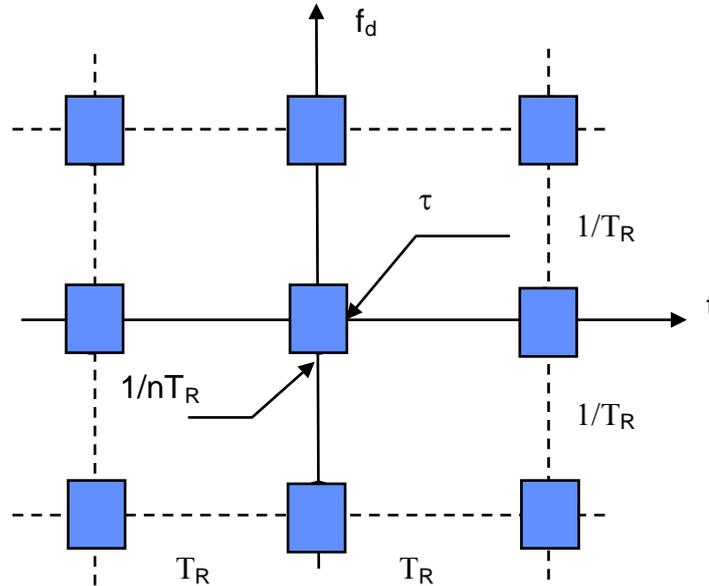
Du point de vue de la mesure de fréquence doppler, la raie de spectre du signal est celle d'un signal de durée  $nT_R$ , le **pouvoir séparateur en fréquence** du radar pulse doppler est donc :

$$\delta f = 1/nT_R$$

Par contre :

- le signal étant périodique de période  $nT_R$ , le radar confondra deux cibles dont les temps de trajet sont différents de  $nT_R$  ;
- son spectre étant un spectre de raies espacées de  $f_R = 1/T_R$ , le radar confondra deux cibles dont les fréquences doppler sont différentes de  $1/T_R$ .

Le diagramme d'ambiguïté du radar pulse doppler se présente finalement comme suit :



Par exemple, si on veut discriminer sans ambiguïté des avions volant entre 50 et 500 m/s, il faut une fréquence de répétition minimale de :

$$f_R \geq \frac{2V_{\max}}{\lambda}$$

Soit pour une longueur d'onde de 5 cm :

$$f_R = \frac{1}{T_R} \geq \frac{2 \cdot 500}{5 \cdot 10^{-2}} = 20000 \text{ Hz}$$

$$T_R \leq 5 \cdot 10^{-5} \text{ sec}$$

Soit une distance ambiguë de :

$$\frac{C \cdot T_R}{2} = \frac{15 \cdot 10^3}{2} = 7500 \text{ m} = 7.5 \text{ km}$$

On sera donc obligé de tolérer des ambiguïtés distance.

Si on veut séparer des cibles distantes de 150 m ou de 10 m/s il faudra choisir :

$$\tau = 1 \mu\text{s} ; 1/nT_R = 400 \text{ Hz} , \text{ donc ; } n = 50$$

Le récepteur correspondant est assez complexe, il contient au moins :

- 50 portes
- 50 filtres par porte
- soit 2500 filtres au total.

D'où des réalisations en technique numériques qui seront étudiées ci après, au paragraphe 6.

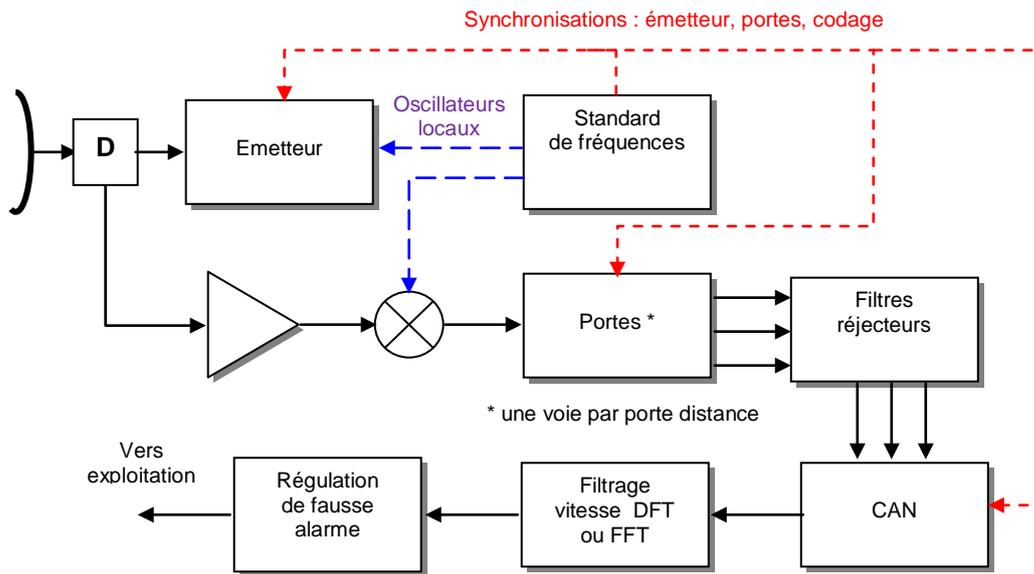
Par ailleurs, dès que la cible n'est pas correctement positionnée dans une porte et centrée dans un filtre, il en résulte des pertes :

- de 6 dB au recouvrement de deux portes (rapport de  $\frac{1}{2}$  sur l'amplitude du signal) ;
- de 3 dB au recouvrement de deux filtres.

Pour réduire ces pertes, qui en combinaison peuvent atteindre 10 dB, on pourra donc être amené à faire se chevaucher les portes et à resserrer les filtres.

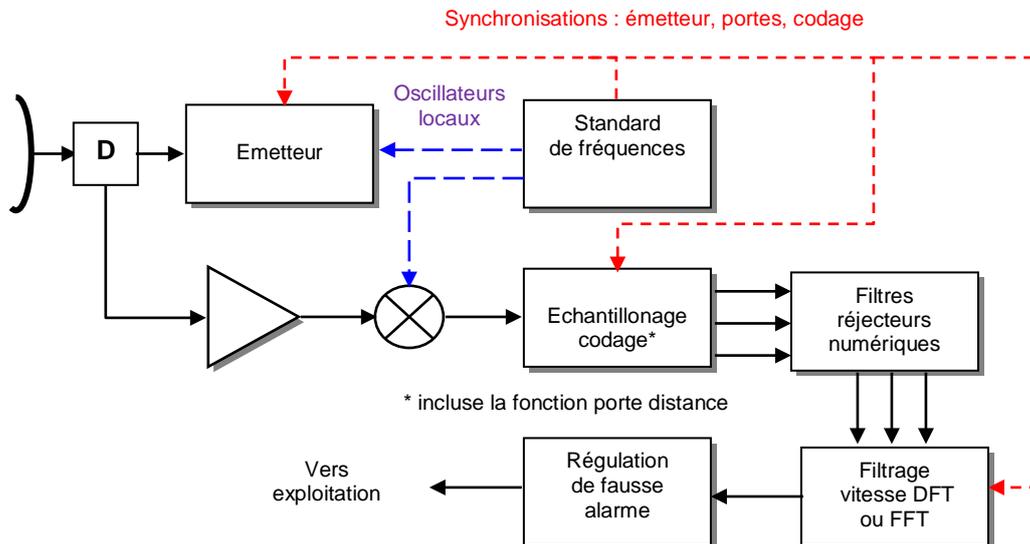
### 3.6 AUTRES REALISATIONS POSSIBLES

Si un tel radar doit fonctionner en présence d'échos de sol importants, les filtres adaptés seront précédés d'un ou plusieurs filtres réjecteurs éliminant ce parasite, ce qui conduira au schéma suivant :



Les filtres vitesse peuvent être réalisés par traitement numérique (DFT ou FFT). La nature des filtres réjecteurs dépend des conditions de réflexion du fouillis, notamment pour les radars pulse doppler aéroportés étudiés au chapitre 13 sous l'aspect : « visualisation des cibles mobiles ».

Dans certains cas, il est envisageable de réaliser le filtre réjecteur en numérique, après échantillonnage et codage du signal, l'échantillonnage tenant lieu de porte sur le signal. Le schéma se modifie comme suit. Cette notion sera précisée plus loin au paragraphe 6.



## 4 RADAR A CORRELATION ANALOGIQUE

### RADAR A BRUIT

#### 4.1 SIGNAL TRAITE

La description du radar à corrélation analogique est donnée ci après, car elle permet au mieux la compréhension des phénomènes mis en jeu. On opère ici le traitement du signal reçu en réalisant, pendant la durée utile de la mesure et autour du retard  $t_0$ , l'intégrale du produit :

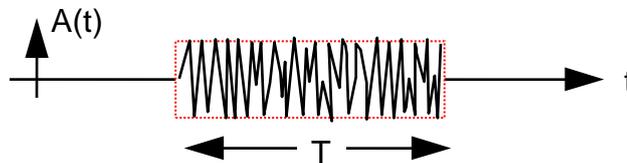
(Signal reçu retardé de  $t_r$ ) \* (Signal émis retardé de  $t_0$ )

En réalisant ainsi, à un coefficient près l'opération équivalente à un filtrage adapté :

$$h(\tau) = \int_{-T}^T s(t) s^*(t - \tau) dt = \int |H(f)|^2 \cdot e^{j2\pi \cdot f \cdot \tau} df = A_s(\tau)$$

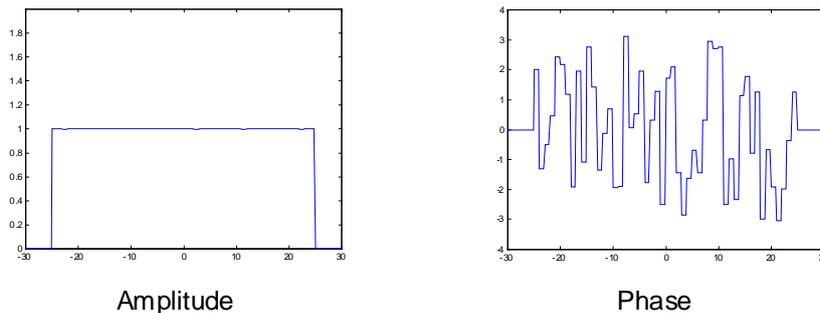
où :  $\tau = (t_r - t_0)$ .

Le signal émis est ici un signal d'amplitude constante dont la phase est modulée aléatoirement dans le temps.

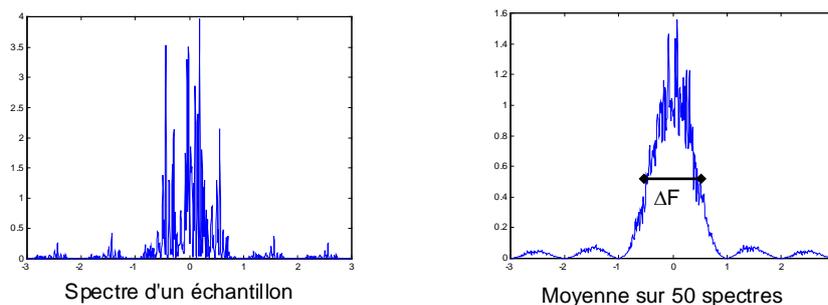


C'est par exemple un bruit échantonné, comme présenté sur le schéma ci après :

Signal émis



Son spectre dépend de l'échantillon traité. Il n'est donc pas défini a priori, chaque échantillon étant indépendant du suivant.



Statistiquement, on peut le considérer comme un spectre de bande  $\Delta F$  dépendant de la rapidité d'évolution du signal.

Seul le déroulement dans le temps d'un tel signal, qui varie d'un signal au suivant, est accessible, d'où un récepteur à corrélation selon le schéma de principe ci après.

## 4.2 ORGANISATION DE L'EMETTEUR RECEPTEUR

Le signal émis est de la forme :

$$s_e(t) = A_e \cdot \cos(\Omega t + \varphi(t))$$

Il subit pendant son trajet aller et retour :

- un retard  $t_r$ , dû à son trajet aller et retour,
- un déphasage inconnu  $\varphi_r$ , dû aux conditions de réflexion des ondes,
- une translation de fréquence  $f_d$  due à la vitesse des cibles (effet doppler).

Il sera corrélé avec une réplique du signal émis retardé de  $t_0$ , d'où les expressions des signaux en présence :

$$\text{Signal reçu : } \Rightarrow A_r \cdot \cos((\Omega + \omega_d) \cdot (t - t_r) + \varphi(t - t_r) + \varphi_r)$$

$$\text{Signal émis retardé de } t_0 : \Rightarrow k \cdot A_e \cos(\Omega \cdot (t - t_0) + \varphi(t - t_0))$$

Le produit de ces deux signaux, avec recueil du battement inférieur, donne un signal de la forme :

$$\frac{k \cdot A_e \cdot A_r}{2} \cos(\omega_d \cdot t + \Omega \cdot (t_0 - t_r) + \varphi(t - t_r) - \varphi(t - t_0) + \varphi_0)$$

Expression qui se réduit pour  $t_r = t_0$  et  $\omega_d = 0$  à :

$$\frac{k \cdot A_e \cdot A_r}{2} \cos(\varphi_0)$$

La présence du terme  $\varphi_0$  vient donc perturber la mesure, en particulier le signal de sortie est nul si  $\varphi_0 = \pi/2$ , ce qui est contraire au but recherché.

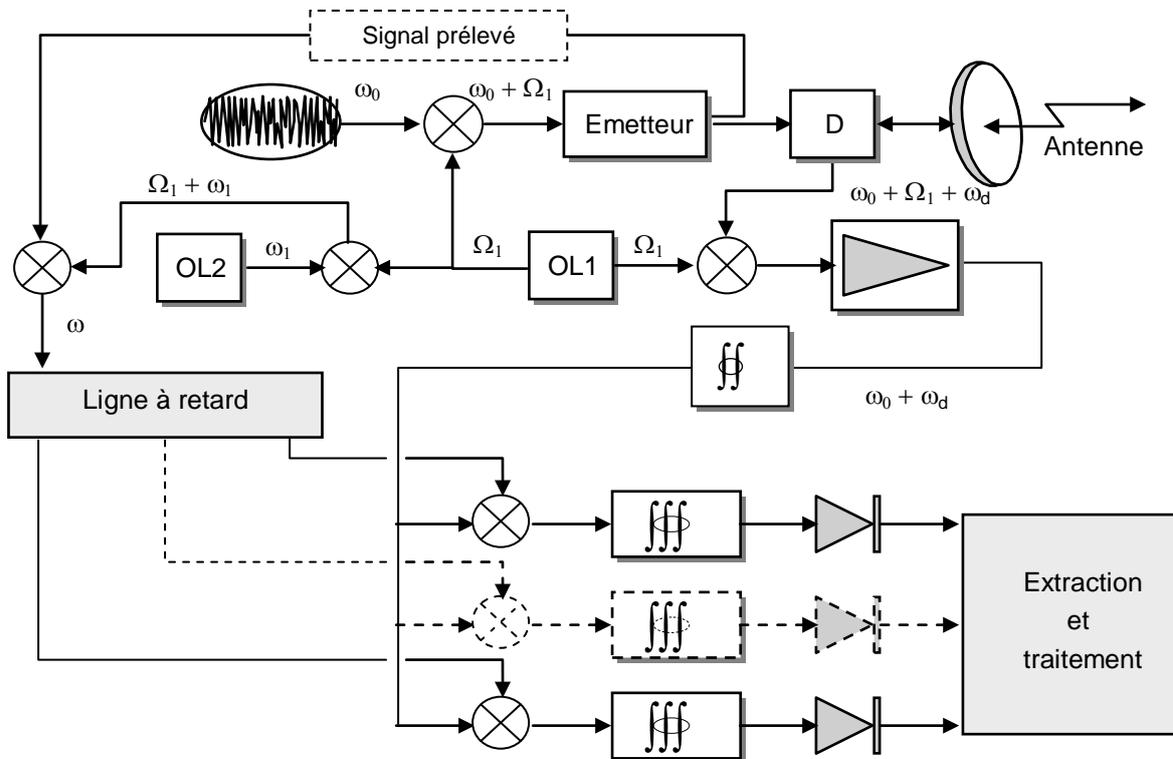
La non connaissance à priori de  $\varphi_0$  est donc un obstacle à la corrélation directe (*il faudrait disposer par exemple de plusieurs références de phases différentes et suffisamment resserrées, pour ne pas perdre l'information utile*). On évite cet inconvénient :

- en créant sur deux voies de référence déphasées de  $\pi/2$  des composantes en quadrature du signal restituant le signal vidéo équivalent, à des fins de traitement numérique (cf. § 6) ;
- en décalant la fréquence du signal mémorisé par rapport à celle du signal reçu avant corrélation analogique, selon le principe exposé au chapitre 16 § 2.6.2, détaillé ci après.

Le signal à émettre est engendré dans un générateur de bruit à la pulsation  $\omega_0$ . Il est transposé à la pulsation  $\omega_0 + \Omega_1$  par mélange avec le signal issu d'un oscillateur OL1 puis amplifié et émis par l'antenne.

Au retour, ce même signal est transposé par mélange avec le signal issu du même oscillateur OL1 et se retrouve, à la pulsation  $\omega_0 + \omega_d$  ( $\omega_d$  glissement doppler).

Pour créer le signal de référence, une partie du signal émis est prélevée après amplification, de manière à reproduire le plus exactement possible le signal émis, il est mélangé avec un autre signal de référence issu du battement des signaux de deux oscillateurs OL1 et OL2, il se retrouve ainsi à une pulsation  $\omega$  différente de  $\omega_0$ .



Le signal émis a pour expression :

$$s_e(t_r) = A_e \cdot \cos((\omega_0 + \Omega_1) \cdot t + \varphi(t))$$

Le signal reçu, retardé du temps de trajet de l'onde  $t_r$  et ayant subi le glissement doppler  $\omega_d$ , a pour expression, après transposition avec l'OL1 :

$$s_r(t - t_r) = A_r \cdot \cos((\omega_0 + \omega_d) \cdot (t - t_r) + \varphi(t - t_r) + \varphi_r)$$

Le signal mémorisé, retardé de  $t_0$  par la ligne à retard, a pour expression :

$$s_m(t - t_0) = k \cdot A_e \cos(\omega \cdot (t - t_0) + \varphi(t - t_0))$$

La ligne à retard permet de réaliser le retard  $t_0$ . En analogique, ce doit être une ligne de grande précision, car la précision du retard réalisé dépend de celle de la mesure de  $t_r$ .

Par exemple, si on désire une précision de mesure de la distance de 15 m sur une portée de 300 km, il faudra réaliser un retard de 2000  $\mu s$  à mieux que 0,1  $\mu s$  près, soit une précision relative de  $5 \cdot 10^{-5}$ .

Le signal reçu est filtré par un filtre de bande  $\Delta F$ , égale à celle du signal émis, pour normaliser la puissance du bruit qui l'accompagne, puis dirigé vers différentes voies où il sera corrélé avec le signal de référence.

### 4.3 TRAITEMENT DU SIGNAL

L'opération de corrélation analogique se déroule de la manière suivante :

- on effectue dans un mélangeur multiplicateur le produit entre le signal reçu  $s_r(t-t_r)$  et le signal de référence  $s_m(t-t_0)$  issu d'une voie de la ligne à retard ;
- puis on intègre le résultat de ce produit sur la durée  $T$  du signal à l'aide d'un filtre à bande étroite adapté à cette durée  $T$ , reprenant ainsi le schéma décrit au chapitre 16 paragraphe 2.6.2.

Le signal issu du multiplicateur:

$$kA_e A_r \cos((\omega_0 + \omega_d) \cdot (t - t_r) + \varphi(t - t_r) + \varphi_r) \cdot \cos(\omega \cdot (t - t_0) + \varphi(t - t_0))$$

se décompose en deux termes.

Le premier à la pulsation  $(\omega_0 + \omega_d - \omega)$  a pour expression :

$$\frac{kA_e A_r}{2} \cos[(\omega_0 + \omega_d - \omega) \cdot t + \varphi(t - t_r) - \varphi(t - t_0) + \varphi_0]$$

Le second à la pulsation  $(\omega_0 + \omega_d + \omega)$  pourra être séparé du précédent par filtrage.

### 4.3.1 Cible de retard $t_0$

On suppose que le retard  $t_r$  exactement égal à  $t_0$ . Le signal « différence » devient alors, en posant  $kA_e = 2$  :

$$A_r \cos[(\omega_0 + \omega_d - \omega) \cdot t + \varphi_0]$$

C'est un signal d'amplitude et de phase constante et de même durée  $T$  que le signal émis, comme celui d'un radar classique. Un filtre à bande étroite  $\delta f = 1/T$  centré sur la pulsation  $(\omega_0 + \omega_d - \omega)$  est le filtre adapté à un tel signal, il faudra en placer un nombre suffisant derrière le multiplicateur pour couvrir le domaine doppler des cibles.

On note en outre, que le pouvoir discriminateur en fréquence doppler du radar concerne ici le pouvoir de séparer des signaux longs de durée  $T$  et de fréquence constante. Il est donc de :

$$\delta f = 1/T$$

### 4.3.2 Cible de retard $t_r$ différent de $t_0$

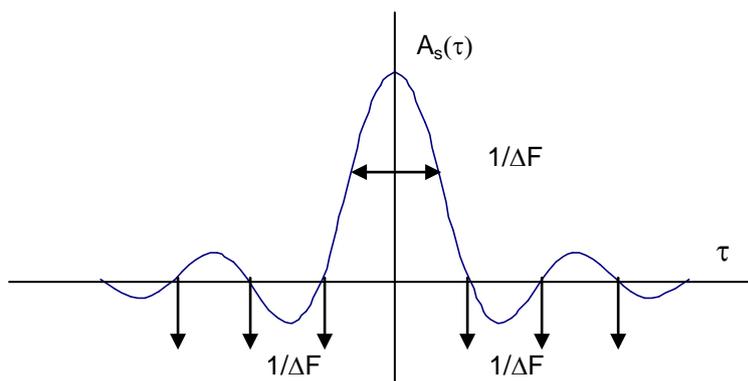
Dans le cas où le retard  $t_r$  n'est pas exactement égal à  $t_0$  l'opération de corrélation devient, en posant  $\tau = t_r - t_0$  :

$$A_s(\tau) = \frac{1}{T} \int_{\Delta=T} s(t) \cdot s(t - \tau) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 e^{j2\pi f \tau} df$$

$A_s(\tau)$ , amplitude du signal issu du corrélateur, ne dépend que du module du spectre émis, dans le cas d'un spectre « quasi rectangulaire » de largeur  $\Delta F$ , cette amplitude a pour expression :

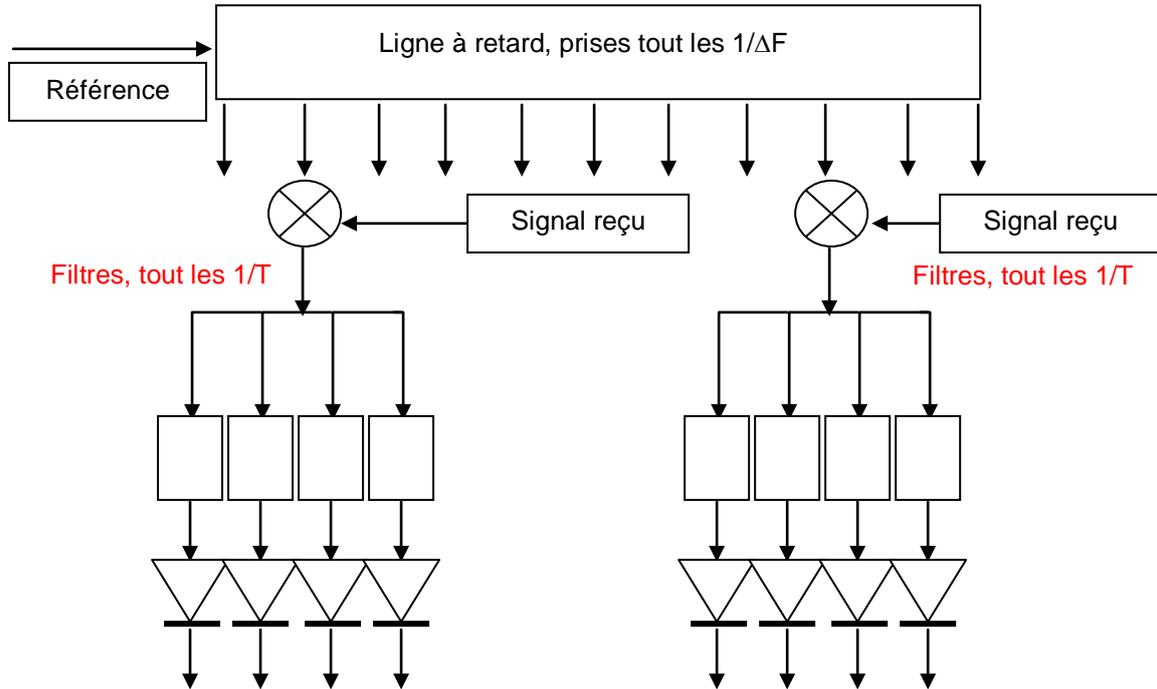
$$A_s(\tau) = A_{\max} \frac{\sin(\pi \Delta F \tau)}{\pi \Delta F \tau}$$

La figure suivante donne l'allure de  $A_s(\tau)$  :



On constate que dès que  $[\tau]$  est supérieur à  $1/(2 \Delta F)$ , l'amplitude de  $A_s(\tau)$  devient rapidement très faible. Il faut donc disposer sur la ligne à retard, des sorties espacées au plus de  $\delta t = 1/\Delta F$ , en nombre suffisant pour couvrir le domaine distance des cibles.

Finalement le schéma type du traitement est le suivant :

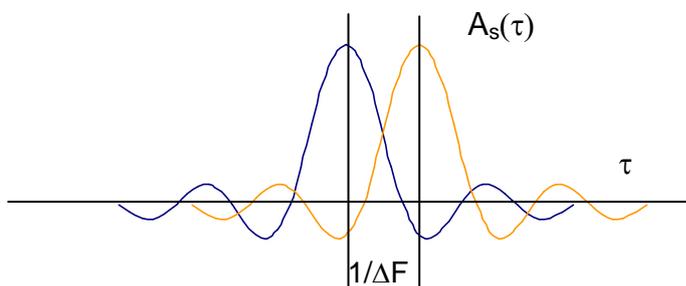


Les sorties de la lignes à retard doivent au maximum être espacées de  $1/\Delta F$ , pour limiter les pertes de recouvrement, cet espacement sera compris entre  $1/\Delta F$  et  $1/2\Delta F$ . Pour la même raison, l'espacement entre les filtres sera compris entre  $1/T$  et  $1/2T$ . On aboutit rapidement à des structures très complexes.

Ces résultats donnent en outre une idée du pouvoir séparateur en distance du radar. En effet, si le signal n'apparaît pas en temps réel, il n'en reste pas moins vrai que l'action des corrélateurs est du même type que celle des portes du radar pulse doppler, en ce qui concerne la séparation des signaux en provenance de cibles de distances différentes. Cette sélection est faite ici sur le signal  $A_s(\tau)$  issu des corrélateurs, sur lequel on peut appliquer la notion de durée équivalente (cf. chapitre 16 § 1.4.3) :

$$\delta\tau = \frac{\int |A_s(\tau)|^2 d\tau}{|A_{\max}|^2} = \int \left( \frac{\sin(\pi\Delta F\tau)}{\pi\Delta F\tau} \right)^2 d\tau = \frac{1}{\Delta F}$$

définissant un pouvoir séparateur en temps, sur ce signal, comme l'illustre la figure ci après :



### 4.4 BILAN DES PUISSANCES

Le signal reçu a pour durée  $T$  et énergie  $E$ . Sa puissance est donc :

$$P_r = \frac{E}{T}$$

Son spectre est de largeur  $\Delta F$ , il n'est donc pas modifié par le filtre placé à l'entrée du récepteur de bande égale à  $\Delta F$ . Par contre ce filtre fixe la bande du bruit, de densité spectrale  $b$  accompagnant le signal utile. la puissance du bruit à l'entrée du récepteur est donc :

$$B_r = b \cdot \Delta F$$

D'où le **rapport signal sur bruit à l'entrée du récepteur**, soit avant corrélation :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_r = \frac{E}{b} \cdot \frac{1}{T\Delta F}$$

Nous avons vu au paragraphe précédent que, si le retard  $t_r$  exactement égal à  $t_0$  et en posant  $kA_e = 2$ , le signal issu du multiplicateur s'écrit :

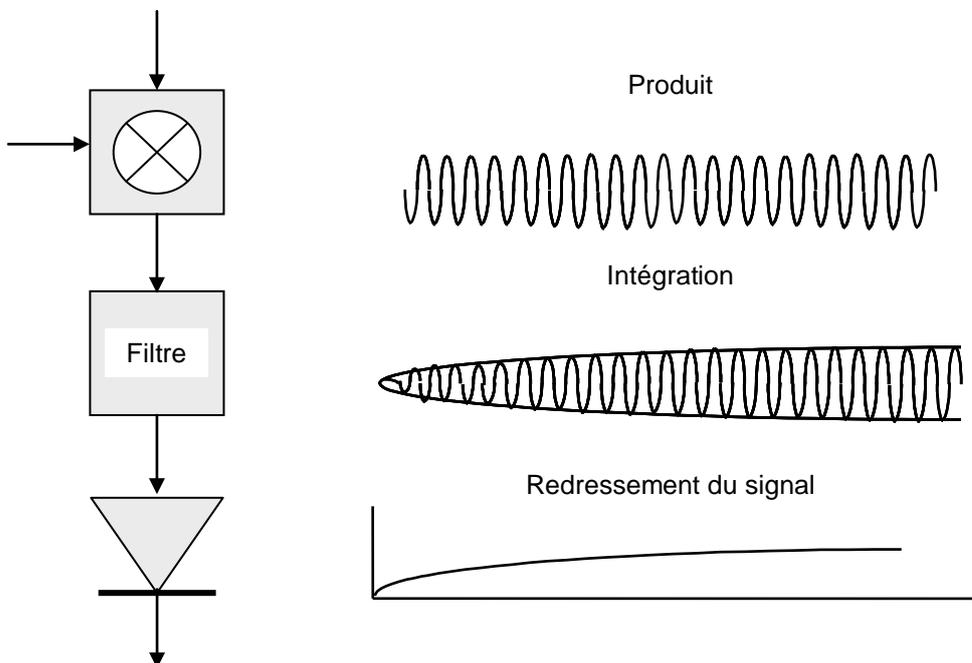
$$A_r \cos[(\omega_0 + \omega_d - \omega) \cdot t + \varphi_0]$$

C'est un signal d'amplitude et de phase constante, de même durée  $T$  et de même puissance que le signal reçu. Sa puissance s'écrit donc :

$$P_m = P_r = \frac{E}{T}$$

Avec la même norme :  $kA_e = 2$ , le multiplicateur ne modifie pas la puissance du bruit qui reste donc de même densité spectrale  $b$ .

Le filtre à bande étroite  $\delta f = 1/T$  centré sur la pulsation  $(\omega_0 + \omega_d - \omega)$ , est le filtre adapté au signal. A son maximum il voit l'amplitude moyenne du signal sur sa durée  $T$  d'intégration.



La puissance maximale du signal à la sortie du filtre est donc :

$$S = P_m = P_r = \frac{E}{T}$$

Par contre, le filtre vient modifier la puissance du bruit accompagnant le signal qui devient :

$$B = b \cdot \delta f = \frac{b}{T}$$

**Le rapport signal sur bruit après corrélation** est finalement :

$$\boxed{\frac{S}{B} = \frac{E}{b}}$$

Nous retiendrons en définitive que :

*L'opération de corrélation sous porteuse est équivalente à un filtrage adapté.*

*Le gain de rapport signal sur bruit dû à la corrélation est :*

$$\rho = T \cdot \Delta F$$

*T étant la durée du signal émis et  $\Delta F$  sa bande, qui peuvent être choisis indépendamment.*

*Ce gain de corrélation est uniquement dû à la réduction de la puissance du bruit après corrélation, liée à la réduction de la bande du signal par la corrélation.*

## 4.5 DIAGRAMME D'AMBIGUITE DU RADAR A CORRELATION

Le pouvoir séparateur en distance du radar à corrélation dépend de la variation de l'amplitude du signal issu du corrélateur  $A_s(\tau)$ , en fonction de l'écart  $[\tau]$  entre le retard du signal et celui de la référence, examinée au paragraphe 4.3.2. On a montré que le signal  $A_s(\tau)$  a pour largeur équivalente  $\delta\tau = 1/\Delta F$  et que celle-ci pouvait définir le pouvoir séparateur en temps du radar.

On pourra donc retenir comme critère pratique du pouvoir séparateur en temps du radar à corrélation :

$$\delta t = 1/\Delta F.$$

On a également constaté que, lorsque  $[\tau]$  est nul, le signal se comporte comme un signal à bande étroite :  $1/T$ .

On pourra donc retenir comme critère pratique du pouvoir séparateur en fréquence doppler du radar à corrélation :

$$\delta f = 1/T.$$

Cependant, un signal donné qui issu de la voie qui lui est adaptée en retard et fréquence produit une amplitude  $A$  après corrélation, produira un signal résiduel d'amplitude moyenne :

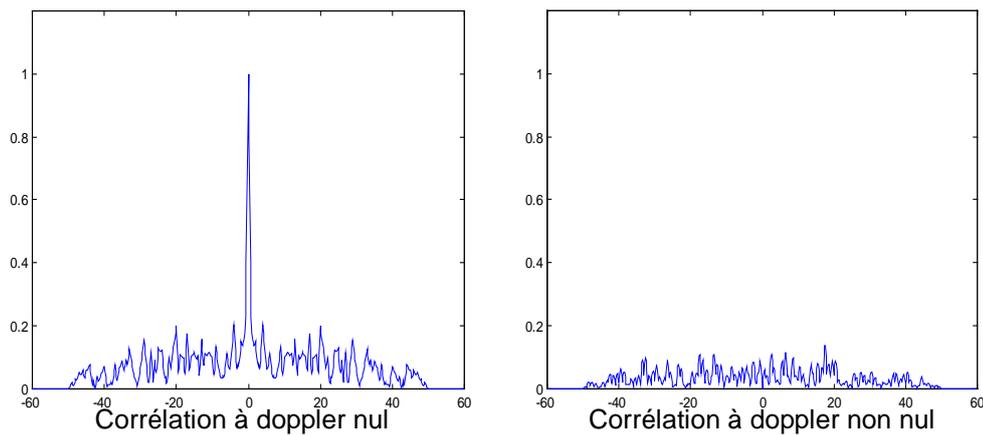
$$a = \frac{A}{\sqrt{T \Delta F}}$$

dans toutes les autres voies du récepteur.

Ce résultat peut s'interpréter physiquement de la manière suivante :

- Le signal est composé (cf. chapitre 16 § 4.3.2) de  $N = T \cdot \Delta F$  échantillons indépendants.
- Dans la voie adaptée, les  $N$  échantillons du signal sont remis en phase et s'additionnent en amplitude.  $A$  est donc proportionnel à  $T \cdot \Delta F$ , et sa puissance au carré de  $T \cdot \Delta F$ .
- Dans les autres voies, les phases des échantillons sont quelconques, en moyenne ils s'additionnent donc en puissance. La puissance du signal résiduel est donc proportionnelle à  $T \cdot \Delta F$ .
- D'où un contraste moyen entre le signal utile dans la voie adaptée et le signal résiduel dans les autres voies, de  $T \cdot \Delta F$  en puissance, ou  $\sqrt{T \cdot \Delta F}$  en amplitude.

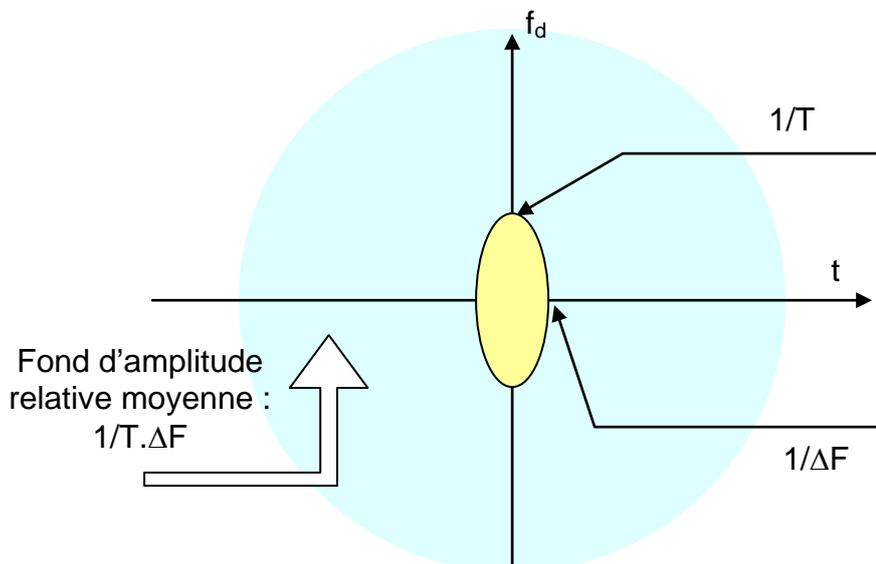
Les figures ci après illustrent ce phénomène pour un échantillon de signal de  $T \cdot \Delta F$  de 50 :



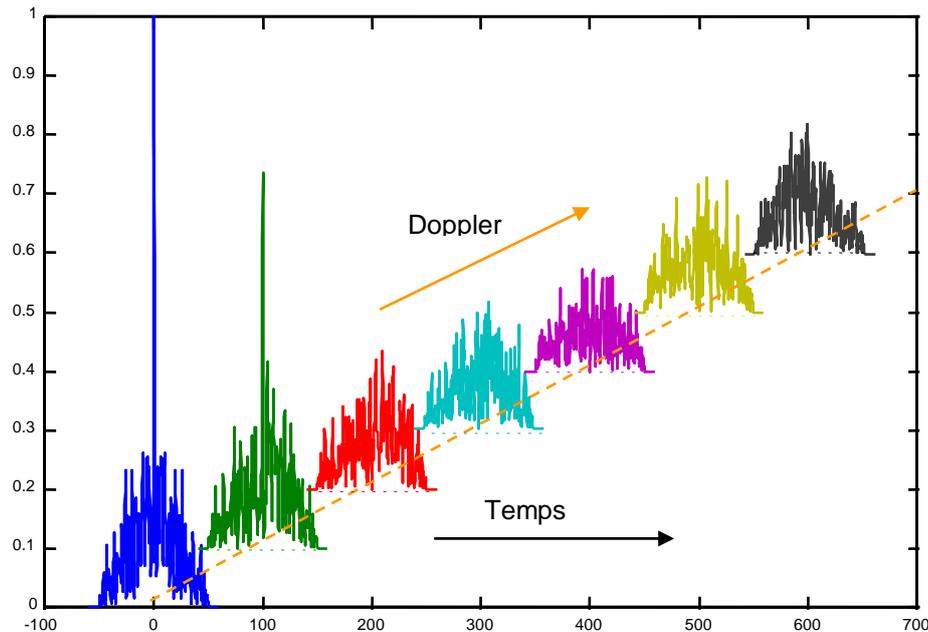
On constate bien que :

- à doppler nul, des signaux résiduels apparaissent à toutes les distances, entourant le pic du signal principal ;
- aux autres fréquences doppler, des signaux résiduels de même nature apparaissent à toutes les distances.

Le diagramme d'ambiguïté du radar à corrélation se présente donc de la manière suivante :



La figure suivante, illustre ce phénomène en présentant des coupes iso-doppler de la fonction d'ambiguïté (cf. § 1.3.5) d'un tel signal :



Nous retiendrons qu'en définitive, deux cibles ne peuvent être séparées par un radar à corrélation, que si les puissances des signaux issus de chaque cible, donc leurs surfaces équivalentes, sont dans un rapport inférieur à  $T \cdot \Delta F$ . Ceci limite les performances de tels radars en présence de fouillis de sol.

#### 4.6 CHOIX DES CARACTERISTIQUES DU RADAR A CORRELATION

Le signal émis peut être un bruit, *un signal aléatoire* ou un signal codé de manière aléatoire. Il est composé d'une suite d'échantillons de courte durée dont un paramètre peut varier de manière aléatoire. Le paramètre variable est le plus souvent la phase, comme dans les exemples ci avant, ce qui permet de conserver des signaux d'amplitude constante, propres à l'émission par des amplificateurs de puissance, et de fréquence constante, c'est à dire soumis au même effet doppler en tous points.

*Dans ce premier cas, on ne peut estimer les propriétés du signal que de manière statistique et la qualité de la détection ne peut être définie qu'en moyenne.*

On peut également choisir un *codage prédéterminé* (expérience ou calcul) choisi pour ses qualités particulières de spectre et de fonction de corrélation, *ce qui fixe une fois pour toutes la qualité de la détection.*

Pour choisir les caractéristiques du radar on impose certains paramètres, par exemple :

- précision ou pouvoir discriminateur en distance ;
- précision ou pouvoir discriminateur en vitesse radiale ;
- domaine de détection du radar ;
- domaine de vitesse des cibles.

Précision et pouvoir discriminateur sont, par construction, du même ordre de grandeur dans les radars de veille où on se contente d'observer, de traiter et de globaliser les sorties des différentes voies.

En mode poursuite, des dispositifs d'interpolation les voies améliorent la précision à pouvoir discriminateur donné, pour la porter à une fraction du pouvoir discriminateur. (Cf. Chap 12)

Les exigences sur la mesure de distance conduisent à définir la bande du signal émis. De même, les exigences sur la mesure de la vitesse conduisent à définir la durée du signal émis.

Ces deux paramètres peuvent à priori être choisis indépendamment. Cependant, la vitesse maximale des cibles vient limiter la durée de la mesure, car il ne faut pas que le retard du signal varie exagérément pendant la durée de la mesure, ce qui aurait pour effet de disperser le signal corrélé dans plusieurs voies entraînant une dégradation des performances du radar.

Le critère pratique est de prendre un temps de mesure tel que le déplacement de la cible pendant la durée de la mesure soit négligeable devant l'écart entre voies (ou en mode poursuite perturbe peu la précision de la mesure), ce qui permet de conserver les performances requises. Par ailleurs, la notion de distance minimale de détection peut venir également limiter la durée du signal.

Ces exigences peuvent venir limiter le pouvoir discriminateur en vitesse à pouvoir discriminateur (ou précision) en distance donné. Le domaine de détection du radar et le domaine de vitesse des cibles fixent alors le nombre de voies à réaliser.

**Exemple : radar de veille bande S**

Les performances requises sont :

- Pouvoir discriminateur en distance 60 mètres.
- Vision des cibles entre 150 et 450 km.
- Vitesse radiale des cibles comprise entre - 500 m/s et + 500 m/s.
- Longueur d'onde utilisée  $\lambda = 10$  cm.

De la première caractéristique on déduit :

$$\delta t = \frac{2 \cdot \delta D}{C} = \frac{120}{3 \cdot 10^8} = 4 \cdot 10^{-7} \text{ s}$$

$$\Delta F = \frac{1}{\delta t} = 2.5 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

T doit être inférieur aux deux valeurs suivantes :

$$T_1 \ll \frac{60 \text{ m}}{500 \text{ m/s}} = 0.12 \text{ s}$$

$$T_2 < \frac{2 \cdot D_{\min}}{C} = \frac{3 \cdot 10^5}{3 \cdot 10^8} = 10^{-3} \text{ s}$$

On retiendra donc :  $T = 10^{-3}$  s, ce qui conduira au pouvoir discriminateur en fréquence doppler du radar :

$$\delta f = \frac{1}{T} = 1000 \text{ Hz}$$

$$\delta V_R = \frac{\lambda \cdot \delta f}{2} = 50 \text{ m/s}$$

D'après les considérations précédentes sur l'espacement entre voies distance, l'espacement entre deux voies de corrélation devra être comprise entre 30 et 60 mètres, soit pour un domaine distance couvert de 300 km un nombre de corrélateurs compris entre 5000 et 10 000.

De même, d'après les considérations précédentes sur l'espacement entre voies vitesse, l'espacement entre deux filtres vitesse devra être compris entre 20 m/s et 50 m/s, soit pour un domaine vitesse couvert de 1000 m/s un nombre de filtres vitesse par corrélateur compris entre 20 et 40.

**D'où un nombre total de voies de détection compris entre 100 000 et 400 000**, ce qui est considérable pour une réalisation en analogique. Pour cette raison, on a limité l'utilisation de ce type de radar à corrélation à des domaines distance et doppler faibles comme des modes poursuites sur des sondes altimétriques.

Cependant l'intérêt de ce type de radar est d'obtenir un  $T.\Delta F$  important. Dans l'exemple choisi  $T.\Delta F = 2500$ , un radar classique de  $T.\Delta F=1$ , devait pour obtenir le même pouvoir discriminateur en distance émettre une puissance crête 2500 fois supérieure (à énergie du signal égale) et n'aurait aucun pouvoir discriminateur en vitesse radiale. Nous allons voir que d'autres techniques : radar à compression d'impulsion, radar codés et les techniques numériques peuvent apporter des solutions à ce problème.