

# Chapitre 4

## Principes Radar

### 1. Introduction

La découverte du RaDAR remonte au 20<sup>ème</sup> siècle. Ce terme dont l'acronyme anglais signifie « Radio Detection And Ranging » ou « Détection et Télémétrie par Radio », est devenu un instrument essentiel à la sécurité aérienne, maritime et terrestre. Depuis, nous ne le répéterons jamais assez, le radar n'arrête pas de créer l'événement en annonçant régulièrement de nouveaux produits toujours plus performants. Ainsi, le radar accomplit beaucoup de fonctions et ses possibilités croissent presque chaque jour. De nouvelles techniques y sont introduites à une cadence telle qu'il est impossible de prédire les possibilités futures de cette branche dynamique de l'électronique. Nous le retrouvons dans des applications diverses telles que la navigation maritime et aérienne, la météorologie, l'astronomie et la sécurité routière. Pour une technologie en perpétuel mouvement, nous ne pouvons nous donner la prétention de rendre fait de l'état de l'art, et notre exposé se veut avant tout introductif.

L'efficacité d'un système radar est en partie tributaire des constructeurs, de l'opérateur et des conditions de son fonctionnement. Les constructeurs doivent bien calculer les données telles que la puissance de l'émetteur, la sensibilité du récepteur et le type d'aérien utilisé. L'opérateur, quant à lui, doit utiliser de son mieux l'équipement qui lui a été fourni. Ainsi, il doit choisir l'emplacement de son poste radar de façon à ce que ce dernier ne soit pas gêné par les objets environnants tels que les collines, falaises ou bâtiments élevés. Il faut aussi l'éloigner le plus possible des sources interférentes tels que d'autres radars par exemple. Il existe, cependant d'autres facteurs pouvant perturber le bon fonctionnement du radar et sur lesquels le constructeur et l'opérateur n'ont aucun contrôle. Parmi ces facteurs exogènes, nous pouvons citer, Figure 1, les conditions atmosphériques, la dimension et la forme de l'objet à détecter, la sphéricité de la terre et les interférences provoquées par les radiations solaires et cosmiques ou autres systèmes de brouillage produits par l'homme. La détection et l'affichage d'un signal d'écho sont souvent accompagnés par ces informations intempestives qui apparaissent simultanément sur l'écran de visualisation. Elles peuvent

être des échos renvoyés par d'autres objets ou bien des interférences électriques habituellement appelées bruit produit par des installations électriques externes ou par le radar lui-même.

Le rôle spécifique du radar consiste à déterminer, parmi les échos reçus, celui qui est utile (écho de la cible). Si le radar est utilisé pour des recherches météorologiques, les échos réfléchis par la pluie et les nuages peuvent être considérés comme intéressants alors que les échos réfléchis par les avions sont considérés comme indésirables. En revanche, si le radar est utilisé pour la détection des avions ennemis, les échos réfléchis par la pluie et les nuages deviennent indésirables.

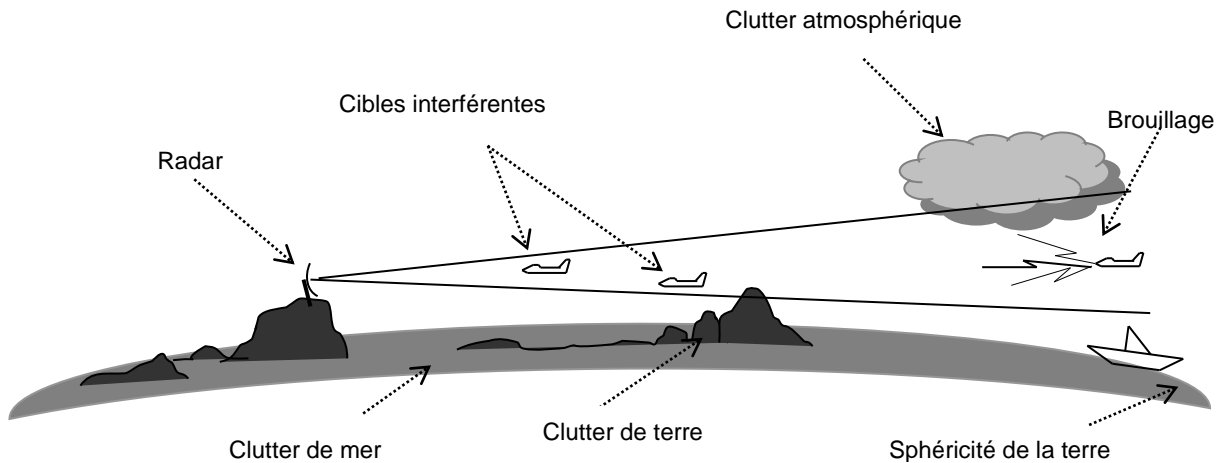
Dans ce chapitre, nous reprenons brièvement les définitions des paramètres caractéristiques d'une onde RF ainsi que leurs choix dans la conception d'un radar. Ensuite, nous décrivons les radars à impulsions et l'effet de la fréquence Doppler sur les radars de visualisation des cibles mobiles (Moving Target Indicator, MTI). Enfin, nous introduisons l'échantillonnage en portée et discutons les ambiguïtés distance-vitesse radiale et portée-puissance.

## **2. Concepts Élémentaires**

La fonction principale des radars modernes consiste à détecter automatiquement des cibles mobiles se trouvant dans leur espace de surveillance. Le signal utile reçu est toujours accompagné par le bruit interne ou thermique et d'échos indésirables dus aux cibles interférentes et aux réflexions multiples de clutter provenant des phénomènes naturels.

Succinctement, tout système radar se compose d'un émetteur qui produit des ondes radioélectriques de haute fréquence, lesquelles sont ensuite transmises à l'antenne émettrice. Un récepteur situé au même endroit, amplifie les signaux réfléchis afin de permettre leur lecture. Un tableau de bord affiche, à l'aide d'un tube cathodique, les signaux sous une forme qui permet leur interprétation par l'opérateur.

Dans la littérature, il existe plusieurs types de systèmes radars tels que ceux à modulation de fréquence, à décalage de fréquence et ceux à ondes entretenues et à impulsions. Dans ce qui suit, nous introduisons les principes du radar à impulsions.

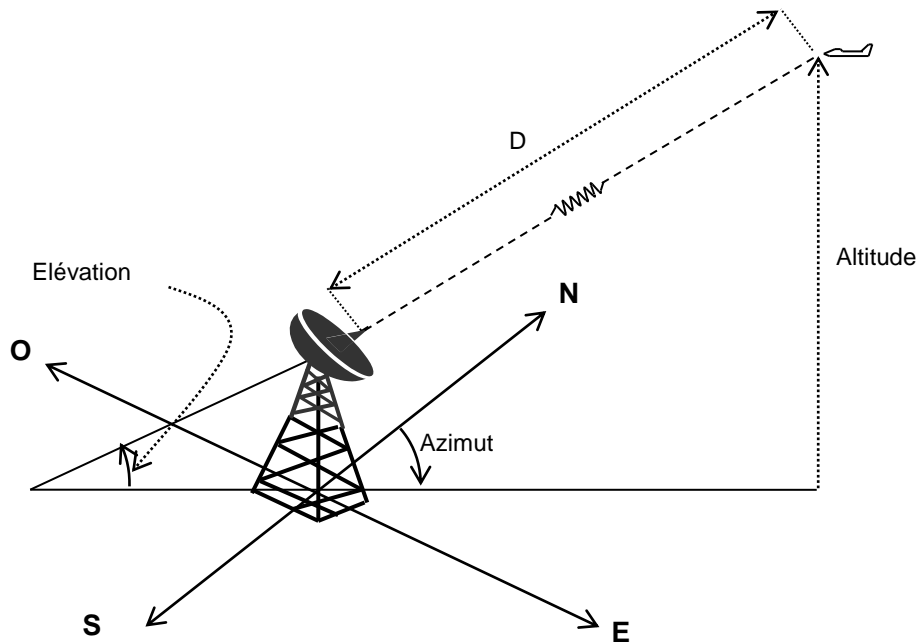


**Fig. 1.** Facteurs perturbant le fonctionnement d'un radar

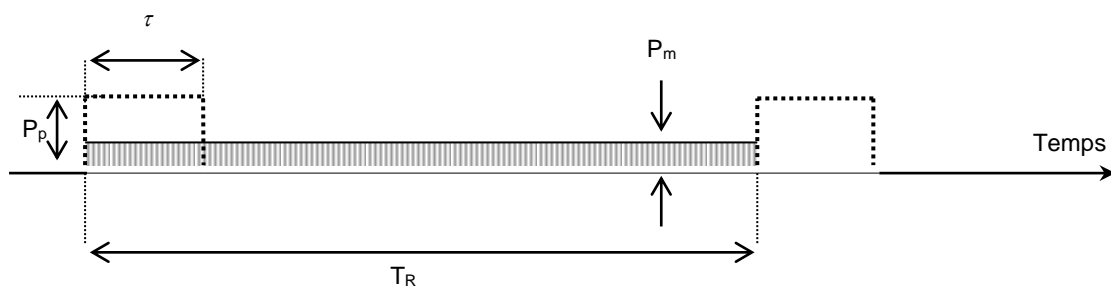
## 2.1 Radars à impulsions

Le système à impulsions est très utilisé dans les systèmes radar. Son principe de fonctionnement est basé sur la détection d'échos obtenus par réflexion d'impulsions brèves et puissantes, transformées en un faisceau tel que, lorsque l'antenne tourne, les ondes peuvent être dirigées dans une direction choisie à l'avance. Les ondes radioélectriques sont donc émises dans l'espace par impulsions répétitives à des intervalles réguliers appelés périodes de répétition des impulsions  $T_R$  (Pulse Repetition Interval, PRI). Afin d'éviter l'effet dit du deuxième retour d'écho (second time around echo), le récepteur, partageant la même antenne avec l'émetteur, doit être non seulement inhibé pendant toute la durée  $\tau$  de chaque impulsion RF émise mais aussi, il faudrait que celles-ci aient une puissance et une fréquence de répétition des impulsions  $f_R$  (Pulse Repetition Frequency, PRF) de manière à minimiser tout risque afférent à une anomalie de propagation. Cette anomalie peut provenir de l'emplacement du radar et/ou de conditions météorologiques particulières. A chaque fois qu'un objet se situant dans l'espace de balayage (faisceau principal) du radar est percuté par l'onde RF, une partie de l'énergie électromagnétique est réfléchiée puis analysée par le

récepteur devenant opérationnel pendant l'intervalle séparant deux impulsions successives appelé temps d'écoute ( $T_R - \tau$ ). C'est particulièrement de cette proportion d'énergie que dépend la qualité du signal reçu. Une cible est dite parfaitement localisée si sa distance (range) et sa direction (azimut et élévation) sont connues, Figure 2.



**Fig. 2.** Angles caractérisant une cible radar



**Fig. 3.** Chronogramme de l'émission d'une impulsion radar

#### *Paramètres caractéristiques d'une impulsion RF*

Dans le radar à impulsions, Figure 3, il y a un certain nombre de paramètres qui caractérisent l'onde radiofréquence émise par celui-ci et dont le choix est déterminant pour son bon fonctionnement.

### **Mesure de la distance**

Si une onde électromagnétique voyageant à la vitesse de la lumière  $C$ , met  $\Delta t$  pour percuter un objet et revenir, alors celui-ci se trouve à une distance  $D$  du radar, égale à:

$$D = \frac{C \Delta t}{2} \quad (1)$$

Si  $\Delta t > T_R$ , alors la mesure de la distance présente une ambiguïté (effet du deuxième retour d'écho).

Sachant que  $T_R$  est la période de répétition des impulsions alors, la portée maximale sans ambiguïté du radar est définie par:

$$D_{\max} = \frac{C T_R}{2} \quad (2)$$

Un objet situé à la limite de la portée maximale ne reçoit qu'une petite partie de l'énergie transmise et ne reflète donc qu'une infime partie de cette énergie dans toutes les directions. A titre d'exemple, pour une onde transmise de puissance  $10^6$  Watts, l'écho reçu a une puissance de  $10^{-14}$  Watts. Dans ce cas, le signal radar subit une atténuation de 200 dB. La solution semble être facile. Cependant, augmenter d'avantage la puissance de l'impulsion reçue amplifierait le bruit et le clutter contenus dans le signal utile. D'autre part, l'amplification de l'impulsion émise n'est guère la solution appropriée. En effet, dans ce cas, nous nous heurtons aux limitations physiques de génératrices hautes puissances qui oscillent à des fréquences proches de celles de la lumière. Mais, et c'est surtout là le point important, plus la fréquence augmente, plus l'atmosphère absorbe une partie importante de l'énergie émise.

La résolution en distance du radar est donnée par:

$$\Delta d = \frac{C \tau}{2} \quad (3)$$

### **Mesure des angles azimut (gisement) et élévation (site)**

Le radar à impulsions calcule le gisement et le site d'un objet à partir de la direction vers laquelle l'antenne doit être dirigée pour obtenir un signal réfléchi maximum en provenance de celui-ci.

### **Mesure de la hauteur**

La hauteur ou altitude d'un objet est calculée en multipliant la distance oblique de cet objet par le sinus de son angle d'élévation.

### **Equation du radar en espace libre**

La relation qui lie la distance radar-cible  $D$  aux paramètres caractéristiques du radar est dite équation du radar. Celle-ci prend différentes formes qui dépendent chacune du milieu dans lequel s'effectue la détection. Les quatre types d'environnements les plus connus dans la détection radar sont le bruit thermique du au récepteur dont la puissance est constante (effet de l'agitation électronique dans les conducteurs du récepteur) ou variable (bruit capté par l'antenne), le clutter de surface (mer, terre, soleil, arbres, etc.), le clutter de volume (précipitations, insectes, etc.) et les interférences (avions brouilleurs, etc.). Dans ce qui suit, nous donnons uniquement l'équation radar dans le cas du bruit thermique qui est connue sous le nom de l'équation radar en espace libre. Elle détermine la relation mathématique qui permet d'écrire la puissance de l'écho reçu  $P_r$  issu d'une impulsion, en fonction de la puissance de pointe de l'impulsion transmise  $P_p$ , tel que [19, 21]:

$$P_r = \frac{P_p G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 D^4 L_t L_r} \quad (4)$$

où  $G = \frac{4\pi S}{\lambda^2}$  représente le gain de l'antenne, supposé le même en transmission et en réception,  $S$  la surface équivalente de l'antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde du signal RF émis.

D'autre part,  $\sigma = \lim_{D \rightarrow \infty} 4\pi D^2 \left| \frac{E_r}{E_i} \right|$ , est définie comme étant la surface équivalente radar (Radar Cross Section, RCS).  $E_i$  et  $E_r$  sont les amplitudes respectives des champs électromagnétiques incident et réfléchi. Le RCS varie avec la fréquence. Son calcul exact n'est possible que pour des cas simples tels que ceux illustrés dans le tableau 2.1. Sinon, il existe des formules empiriques qui le calculent. Les RCS moyens des cibles aériennes

**Tableau 1**

Exemples d'équations du RCS d'un objet pour des cas géométriques simples

Géométrie de l'objet ou de la cible	Equation	Commentaire
Sphère	$\sigma = \pi D^2$ $\sigma = \frac{K}{\lambda}$	Si $D \gg \lambda$ Si $D$ n'est pas très différent de $\lambda$ K désigne le volume de la sphère
Coin ou angle d'un réflecteur	$\sigma = \frac{4 \pi a^4}{3 \lambda^2}$	a désigne la longueur du coin du réflecteur. Comme $\sigma$ dépend de l'orientation de l'objet par rapport au radar, l'expression ci-contre représente sa valeur maximale.
Surface plane de n'importe quelle forme	$\sigma = \frac{4 \pi A^2}{\lambda^2}$	A désigne la surface plane de l'assiette.

entre 0.01 m<sup>2</sup> et 100 m<sup>2</sup>. En bande L (1-2 GHz), par exemple, nous pouvons observer un RCS moyen tel que  $\sigma = 3$  m<sup>2</sup> pour le Mig 29 et  $\sigma = 0.025$  m<sup>2</sup> pour le F117A. Dans la pratique, la mesure de  $\sigma$  se fait dans une chambre anéchoïde où sont disposés un émetteur et un récepteur. La mesure doit être effectuée pour diverses orientations du modèle. Le moindre changement d'orientation de la cible et les vibrations qu'elle subit provoquent deux phénomènes distincts mais pas indépendants. Il y a celui qui est propre aux variations du RCS appelées fluctuation et celui qui est inhérent aux déplacements du centre de phase appelées scintillation (glint). Enfin,  $L_t$  et  $L_r$  représentent les pertes totales en transmission et en réception.

Dans le cas de la détection d'une cible de type MDS (Minimum Discernable Signal), c'est-à-dire un objet pour lequel l'écho reçu a une puissance minimale telle que  $P_r = P_{\min} = K^\circ T^\circ B \bar{S}$ , la portée maximale s'écrit, en utilisant l'équation (4):

$$D_{\max} = \left[ \frac{P_p G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{\min} L_t L_r} \right]^{1/4} \quad (5)$$

où  $K^\circ$  est la constante de Boltzmann,  $T^\circ$  la température due au bruit du système,  $B$  la bande passante du bruit au niveau du récepteur et  $\bar{S}$  le rapport signal sur bruit (Signal-to-Noise Ratio, SNR) moyen, correspondant à une impulsion, à la sortie du détecteur linéaire ou quadratique.

L'équation (5) révèle que si nous voulons doubler la portée maximale, nous devons multiplier par seize (16) la puissance de pointe  $P_p$ . La portée maximale sans ambiguïté définie par l'équation (2) est assimilée à la portée maximale donnée par l'équation (5) si l'énergie de l'impulsion transmise  $P_p \tau$  tient compte de toutes les pertes.

### ***Choix des paramètres caractéristiques d'un radar***

Le choix des principaux paramètres du radar influe directement sur les performances de celui-ci. Souvent, il n'est pas possible que le choix de l'un n'affecte pas l'autre. Dans ce qui suit, nous décrivons leur utilité et leur impact sur le fonctionnement du radar.

### ***Choix de la durée $\tau$ de l'impulsion RF***

La durée de l'impulsion caractérise les performances du radar à travers, sa portée maximale et sa discrimination en distance appelée aussi résolution en distance. Des valeurs typiques de  $\tau$  sont comprises entre 0.1 et 1  $\mu\text{s}$ . L'équation (3), montre qu'une impulsion très brève ( $\tau$  petit), permet la détection d'objets très proches les uns des autres. La puissance moyenne de l'impulsion émise est définie par:

$$P_m = P_p \frac{\tau}{T_R} \quad (6)$$

De l'équation (6), nous pouvons remarquer que l'énergie émise à chaque impulsion est égale à  $P_p \tau = P_m T_R$ . D'autre part, si nous considérons le cas où  $T_R$  et  $P_p$  sont constants, alors le fait d'augmenter  $\tau$  accroît  $P_m$  et par conséquent la portée maximale donnée par l'équation (5). Le rapport  $\frac{\tau}{T_R}$  est appelé facteur de charge (duty cycle). Il est de l'ordre de 1/1000<sup>ème</sup>. Enfin, une brève et étroite impulsion augmente le pouvoir de discrimination en



distance du radar entre deux objets ayant le même azimut. En effet, un train d'impulsions RF voyageant à la vitesse  $C$ , occupe un espace égale à  $\tau C$ . Par conséquent, les échos de deux objets situés à une portée inférieure à  $\frac{C\tau}{2}$  ne peuvent pas être discriminés.

**Choix de la fréquence de répétition des impulsions  $f_R = \frac{1}{T_R}$**

Comme nous l'avons déjà stipulé précédemment, un bon choix de la période de répétition des impulsions  $T_R$  et donc de la fréquence de répétition des impulsions  $f_R$ , nous évitera l'effet du deuxième retour d'écho, tout en maintenant un bon débit de données (data rate). De plus, partant de l'équation (6) de la puissance moyenne  $P_m$ , il y a toujours un compromis à faire entre le choix de  $f_R$  et celui de  $P_p$  et  $\tau$  pour pouvoir réaliser une portée maximale adéquate. Pour que la portée du rayonnement du radar soit lisible, il a été prouvé empiriquement que  $f_R = \frac{150\,000}{D_{\max}}$ . A titre d'exemple, si  $D_{\max}=100$  Km alors,  $f_R=1.5$  KHz pour permettre de lire des positions de cibles jusqu'à cette distance maximale. Des valeurs typiques de  $f_R$  sont de l'ordre de 1 à 100KHz.

**Choix de la longueur d'onde  $\lambda$**

Le choix de la longueur d'onde émise affecte beaucoup de paramètres tels que la portée maximale, les dimensions de l'antenne, les diverses réflexions d'ondes électromagnétiques, leur atténuation atmosphérique et leur super réfraction (pour permettre la détection d'objets se trouvant derrière l'horizon géométrique du radar) et la surface équivalente radar  $\sigma$ . Les radars fonctionnent dans les bandes réparties depuis les ondes métriques jusqu'aux ondes millimétriques pour certains radars à très haute résolution. Cependant, les bandes les plus fréquemment employées sont les bandes L et S pour les radars au sol et X pour les équipements aéroportés et marins. Le Tableau 2, résume les bandes de fréquences utilisées dans la détection radar.

**Tableau 2**

Bandes de fréquences utilisées dans la détection radar

Dénomination	Bandes de fréquences (GHz)	Longueur d'ondes correspondantes (cm)	Utilisation
P	0.2 – 0.4	150 - 75	Radar de recherche
L	1 - 2	30 - 15	Radar de recherche (Quelques fois radar d'approche)
S	2 – 4	15 - 7.5	Radar d'approche
C	4 – 8	7.5 - 3.75	Radar d'approche et de poursuite
X	8 – 12	3.75 - 2.5	Radar de poursuite et radar aéroporté
K	12 - 40	2.5 - 0.75	Radar aéroporté

**Choix de  $P_p$ ,  $P_m$  et  $\frac{\tau}{T_R}$** 

Comme nous l'avons déjà fait remarquer, le choix de la puissance moyenne est intimement lié à celui de la puissance de pointe et du facteur de charge. Pour les radars modernes, la puissance de pointe se situe dans la gamme 40 kW à 10 MW. Cependant, nous ne devons pas omettre de mettre l'accent sur le dilemme portée-puissance. Rappelons que la portée maximale  $D_{\max}$  est fonction de la puissance moyenne  $P_m$ , laquelle est fonction de  $\tau$ ,  $f_R$  et  $P_p$ . Par conséquent, pour accroître  $P_m$ , nous pouvons augmenter au moins l'un ou au plus trois

de ces paramètres. Le Tableau 3, résume tous les cas de figures avec leurs impacts sur le fonctionnement du radar.

Enfin, le problème lié à l'augmentation de  $\tau$  trouve sa solution dans une technique dite «compression d'impulsions». Très brièvement, celle-ci utilise une fréquence à l'émission qui varie linéairement ou par palier (signal chirp). A la réception, les impulsions de différentes fréquences sont décalées dans le temps de façon à toutes les concentrer dans l'intervalle  $\tau$ . Notons que, sauf indication contraire, nous considérerons dans ce document que  $f_e$ ,  $\tau$  et  $f_R$  sont constantes.

**Choix de la vitesse de rotation de l'antenne  $\Omega$  (RPM: Revolutions Per Minute)**

Le temps d'exposition d'un objet dans la direction du faisceau maximal (Time On Target, TOT) est défini par:

$$TOT = \frac{\theta}{\Omega} \tag{7}$$

L'angle  $\theta$  est connu sous le nom de l'ouverture angulaire en azimut caractérisée par une atténuation de -3 dB par rapport à l'axe du lobe principal. En pratique, cette ouverture est toujours assimilée à un cône. Elle est aussi appelée pouvoir de discrimination en direction et est exprimée en radian par:

**Tableau 3**

Effets de  $\tau$ ,  $P_p$  et/ou  $f_R$  sur le radar

Augmentation excessive de la	Effets sur le radar
durée d'impulsion $\tau$	Détérioration du pouvoir de discrimination en distance
puissance de pointe $P_p$	Limitation physique du klystron
fréquence de répétition $f_R$	Deuxième retour d'écho et détérioration du pouvoir de discrimination en vitesse

$$\theta \approx \frac{\lambda}{D_a} \quad (8)$$

où  $D_a$  est la longueur de l'antenne. Par conséquent, les échos de deux objets situés à une ouverture en azimut inférieure à  $\frac{\lambda}{D_a}$  ne peuvent pas être discriminés. Des valeurs typiques de  $\theta$  sont comprises entre  $1.2^\circ$  et  $3^\circ$ . Enfin, à l'angle  $\theta$ , est associée la résolution longitudinale du radar  $\delta_l = \theta D$ .

$\Omega$ , représente la vitesse de rotation (RPM) de l'antenne exprimée en degré/seconde. De ce fait, le choix de la RPM peut être la source d'une autre ambiguïté. En effet, pour augmenter le débit ou "data rate", il serait judicieux d'augmenter la RPM. Cependant, avec une ouverture en azimut constante, le TOT diminue aussitôt.

Ce qui constitue un autre compromis à faire entre le choix de la RPM et TOT. Finalement, remarquons que pour un  $\Omega$  constant, une augmentation de  $\theta$  peut influencer négativement sur la largeur du faisceau.

### ***Choix du nombre d'impulsions (Hits Per Scan, HPS) pour un $\theta$ donné***

Le nombre d'impulsions émises par un radar pour une ouverture en azimut donnée est défini par:

$$HPS = \frac{f_R \cdot TOT}{a} \quad (9)$$

où  $a$  est une constante. Il est évident que, pour une PRF constante, lorsque la vitesse de rotation RPM augmente, le HPS diminue. Inversement, pour une RPM constante, lorsque la PRF augmente, le HPS augmente.

### ***Effet Doppler***

Les radars à impulsions Doppler permettent une mesure fine de la vitesse. Nous pouvons donc utiliser cette caractéristique pour séparer un écho mobile, de vitesse déterminée, des autres échos et notamment du clutter. En effet, si nous pouvons savoir exactement dans quelle mesure la vitesse d'un objet qui se déplace modifie la fréquence d'une onde radioélectrique qu'il réfléchit, nous pourrions, en nous basant sur le changement de fréquence observé et mesuré, calculer sa vitesse radiale par rapport à la position du radar.

A titre d'exemple, considérons un radar de recherche de PRF  $f_R=1$  KHz, de fréquence

d'émission  $f_e=1500$  MHz (bande L) et d'impulsion de durée  $\tau=1 \mu s$ . La Figure 5 montre, l'espace occupé par une impulsion RF voyageant à une vitesse  $C=310^8$  m/s et un avion volant en direction du radar, à une vitesse  $V_o = 900$  Km/h. Avant que l'onde RF ne percute l'objet, sa fréquence est modifiée par l'effet Doppler comme suit:

$$f_t = f_e + \frac{V_r}{\lambda} \quad (10)$$

où  $V_r = V_o \cos \alpha$  représente la vitesse radiale de l'avion. L'onde ayant percuté l'avion, voit son énergie se refléter dans toutes les directions à une fréquence semblable à celle de l'équation (10). Toutefois, elle se déplace vers le radar à une vitesse relative  $C + V_r$ . La fréquence  $f_r$  de l'écho reçu est alors donnée par:

$$f_r = f_e + f_d \quad (11)$$

où

$$f_d = \frac{2 V_r}{\lambda} \quad (12)$$

La fréquence  $f_d$  est appelée fréquence Doppler. Elle est proportionnelle à la vitesse de l'avion. Numériquement, si nous considérons

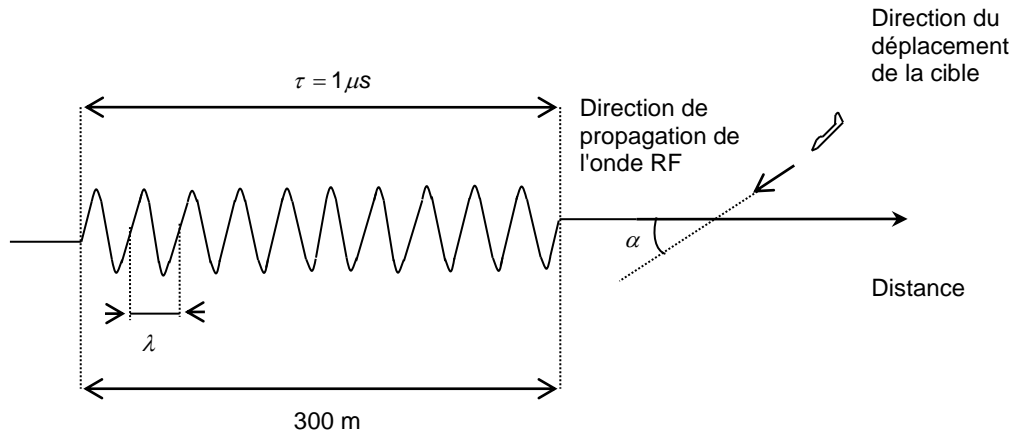
le cas où  $\alpha = \frac{\pi}{3}$ , la fréquence Doppler de l'exemple précédent est trouvée en injectant les valeurs de  $V_r$  et  $\lambda = \frac{C}{f_e}$  dans l'équation (12); soit  $f_d=1250$  Hz. Remarquons que la fréquence

Doppler  $f_d$  est très petite devant la fréquence  $f_e$  de l'onde RF émise. D'une manière générale, la fréquence de l'écho reçu d'un objet se rapprochant ou s'éloignant du radar, est donnée par:

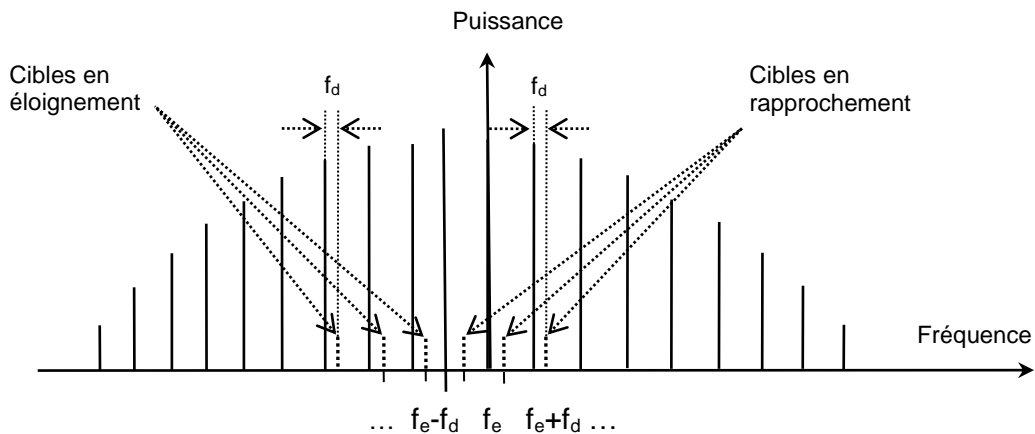
$$f_r = f_e \pm f_d \quad (13)$$

Par ailleurs, une comparaison des raies spectrales du signal écho représenté par la Figure 6 et celles du signal transmis de la Figure 4, révèle que les raies qui correspondent aux échos fixes coïncident avec celles du signal émis. Cependant, celles qui correspondent aux échos mobiles sont décalées par rapport aux raies originales. Ce décalage correspond à la fréquence Doppler. Si  $f_d > f_r$ , alors il apparaîtra une ambiguïté sur la mesure de la vitesse car

nous ne saurons pas à quelle raie du spectre d'une cible fixe il faudra se référer. Ce qui donne lieu à la contrainte  $f_R > \frac{4V_{MAX}}{\lambda}$  pour des cibles aussi bien en rapprochement qu'en éloignement ( $V_{MAX}$  correspond à la vitesse radiale maximale).



**Figure 5** Espace occupé par une impulsion radar



**Figure 6** Spectre de raies étiré du signal écho

D'autre part, si  $f_d = m f_R$  ( $m$  entier), alors nous hériterons du phénomène de vitesses aveugles car dans ce cas les raies d'une cible mobile se confondent avec celles d'une cible fixe. Auquel cas, nous ne pourrons pas nous servir de l'effet Doppler pour effectuer une discrimination entre ces deux types de cibles.

### ***Radar Doppler à impulsions ou pulse Doppler***

La Figure 7 reprend succinctement l'architecture d'un radar Doppler à impulsions ou pulse Doppler. Pour mieux expliquer les signaux émis, reçus et traités par le radar, nous utiliserons également la Figure 8. Ce système radar est basé sur l'effet Doppler pour distinguer les objets mobiles des objets fixes. La cohérence est assurée par l'oscillateur COHO. Celui-ci délivre un signal FI (Fréquence Intermédiaire) de fréquence  $f_i$  habituellement comprise entre 30 et 100 MHz, utilisé comme signal de référence.

Un oscillateur local STALO fournit, quant à lui un signal RF de fréquence  $f_r$  (généralement supérieure à 1 GHz). Pour les besoins d'une réception superhétérodyne, le signal FI est ajouté au signal RF, à l'aide du mélangeur émission pour donner un signal de fréquence  $f_e = f_r + f_i$ . Dans l'optique d'une bonne réception du signal, les deux oscillateurs doivent être stables i.e.  $f_i(t) = f_i(t_0)$  et  $f_r(t) = f_r(t_0) \forall t \text{ et } t_0$ .  $t_0$  et  $t$  désignent les instants à l'émission et à la réception, respectivement. De plus, la PRF doit être aussi grande que possible. La particularité de ce radar est de pouvoir transmettre un signal cohérent c'est-à-dire en phase avec le signal de référence. Cette caractéristique est respectée dès lors que le signal à transmettre est produit par le COHO.

La synchronisation est assurée par un signal d'horloge fourni par le diviseur synchrone, dont la PRF est un sous multiple exact de la fréquence FI. Ce signal est découpé périodiquement en impulsions de durée  $\tau$  par le modulateur d'impulsions.

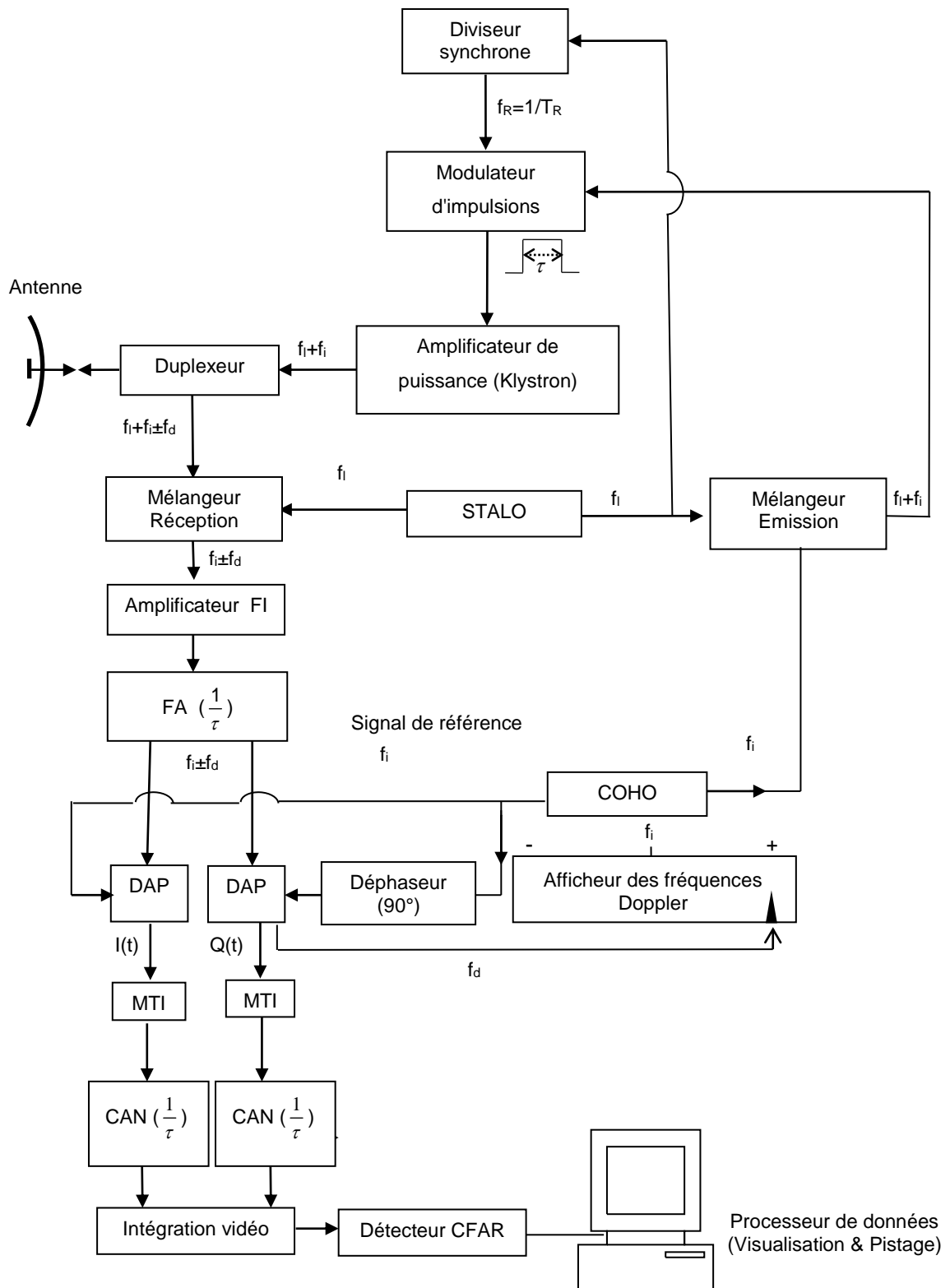
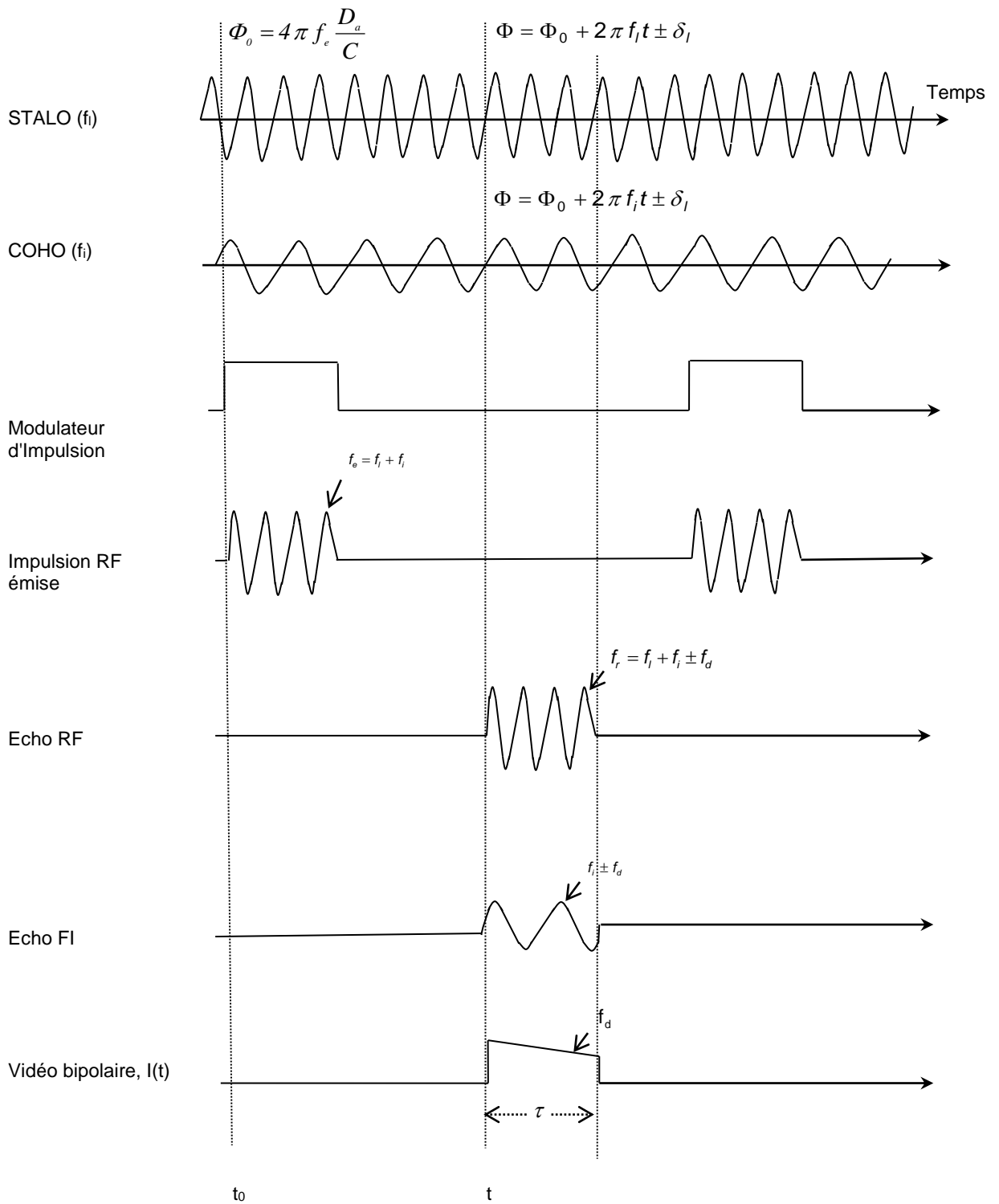


Figure 2.7 Synthèse d'un radar Doppler à impulsions ou pulse Doppler





**Figure 2.8** Chronogramme d'extraction de la fréquence Doppler

L'impulsion THT (Très Haute Tension) obtenue lors de la décharge, encadre l'impulsion RF de fréquence  $f_e$  avant que celle-ci ne soit acheminée vers l'antenne via le duplexeur à l'instant  $t_0$ . Le signal reçu a une fréquence  $f_r = f_e \pm f_d$ , équation (12).

Comme l'oscillateur COHO est stable, le signal FI reçu, à la sortie du mélangeur réception, à l'instant  $t$ , a une fréquence égale à  $f_i \pm f_d$ . L'amplificateur FI suivi par un filtre adapté dont la réponse impulsionnelle est l'image spéculaire du signal reçu, permet d'obtenir un signal à bande étroite centrée sur  $f_i$ .

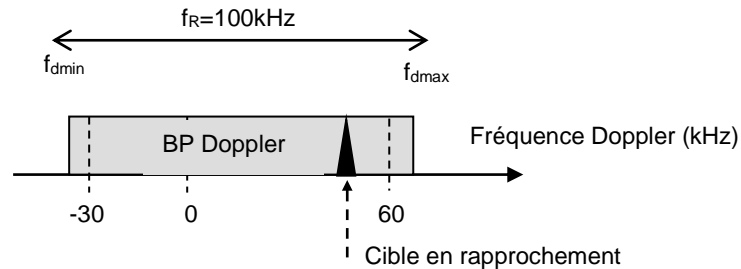
La banque de filtres Doppler de largeur de bande chacun  $\frac{2f_R}{M_0}$  ( $M_0$  étant le nombre de filtres Doppler), permet de détecter simultanément plusieurs échos émanant de cibles qui se déplacent à des vitesses différentes. Les fréquences centrales de ces filtres  $(\dots, -\frac{2f_R}{M_0}, -\frac{f_R}{M_0}, 0, \frac{f_R}{M_0}, \frac{2f_R}{M_0}, \dots)$  sont disposées graduellement de façon à ce que l'étalement global du spectre couvre la bande Doppler utile. Si la PRF est supérieure à la largeur de bande définie par les fréquences Doppler  $f_{dmax}$  et  $f_{dmin}$ , nous pouvons insérer suffisamment de filtres afin de couvrir un large éventail de vitesses radiales. Donc, à chaque fréquence Doppler correspond un canal Doppler. En pratique les  $M_0$  filtres sont générés simultanément et le traitement numérique équivaut alors au calcul de la DFT (Discrete Fourier Transform) ou FFT (Fast Fourier Transform) si  $M_0$  est une puissance de 2.

La Figure 9 illustre un exemple où la PRF=100 KHz pour une bande passante Doppler de 90KHz couvrant une gamme de vitesses allant de -30 KHz (cible en éloignement) à 60 KHz (cible en rapprochement).

Pour chaque canal, l'effet Doppler module l'onde émise avec un signal modulant de composantes en phase  $I(t)=\cos(2\pi f_d t)$  et en quadrature  $Q(t)=\sin(2\pi f_d t)$ . Dans le domaine spectral, il s'agit tout simplement d'une translation du spectre du signal émis d'une quantité  $f_d$ . Pour exploiter l'effet Doppler, il faut donc démoduler le signal de fréquence  $f_i \pm f_d$  afin de retrouver les deux composantes  $I(t)$  et  $Q(t)$  appelées vidéos bipolaires.

Cette opération est réalisée à l'aide d'un démodulateur amplitude-phase (DAP). En effet, le DAP donne un signal de sortie proportionnel à la différence de phases des deux signaux présents à l'entrée, en l'occurrence le signal reçu et le signal émis. Par conséquent, les signaux  $I(t)$  et  $Q(t)$  apparaissent comme des signaux modulant en amplitude l'écho reçu. Après le traitement MTI, les vidéos polaires sont appliqués à des convertisseurs analogiques

numériques (CAN) qui permettent de les numériser sous forme de segments, de durée  $\tau$  chacun, appelés cellules de portées (Range Bin, RB). Ensuite, les échantillons obtenus sont appliqués à un détecteur d'enveloppe linéaire ou quadratique permettant d'obtenir l'enveloppe du signal vidéo.



**Fig. 9.** Banque de filtres Doppler

Notons à ce stade, qu'un radar Doppler à impulsions moderne se doit de posséder un filtrage Doppler mais peut se passer de MTI [25].

Une fois le signal vidéo obtenu, un étage d'acquisition assure son stockage dans des registres à décalage. Les données numériques ainsi synthétisées sont exploitables, en temps réel, par des traitements micro-programmés ou câblés tels que les algorithmes de détection à taux de fausse alarme constant (Constant False Alarm Rate, CFAR), les algorithmes de poursuite des cibles (pistage) et la synthèse pour différents modes de visualisation des informations relatives à la portée, azimut et/ou élévation.

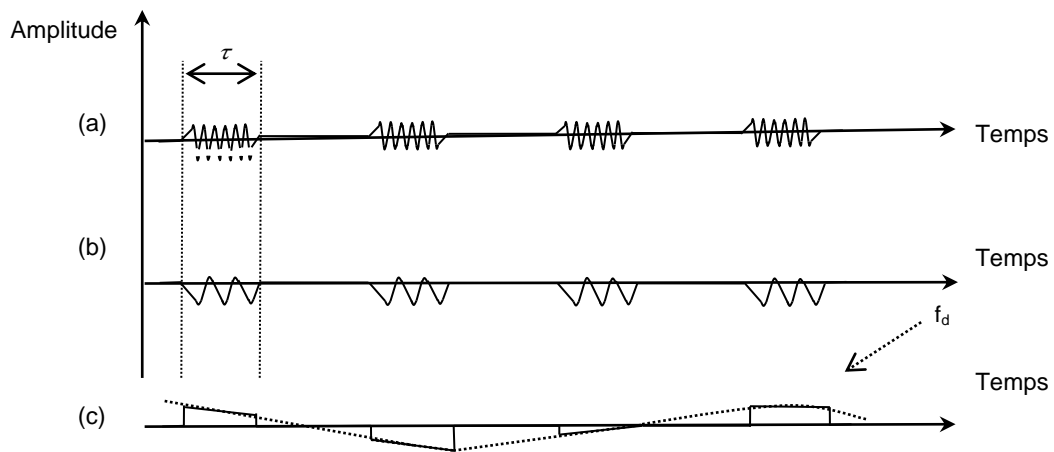
Les deux modes de visualisation les plus courants sont le scope type A pour les radars de poursuite et le scope type PPI (Plan Position Indicator) pour les radars de veille. Le scope type A affiche aussi bien la déflexion verticale proportionnelle à l'énergie reçue que la déflexion horizontale proportionnelle à la distance et le scope type PPI affiche les coordonnées polaires azimut-distance.

### ***Exemples d'extraction de la fréquence Doppler***

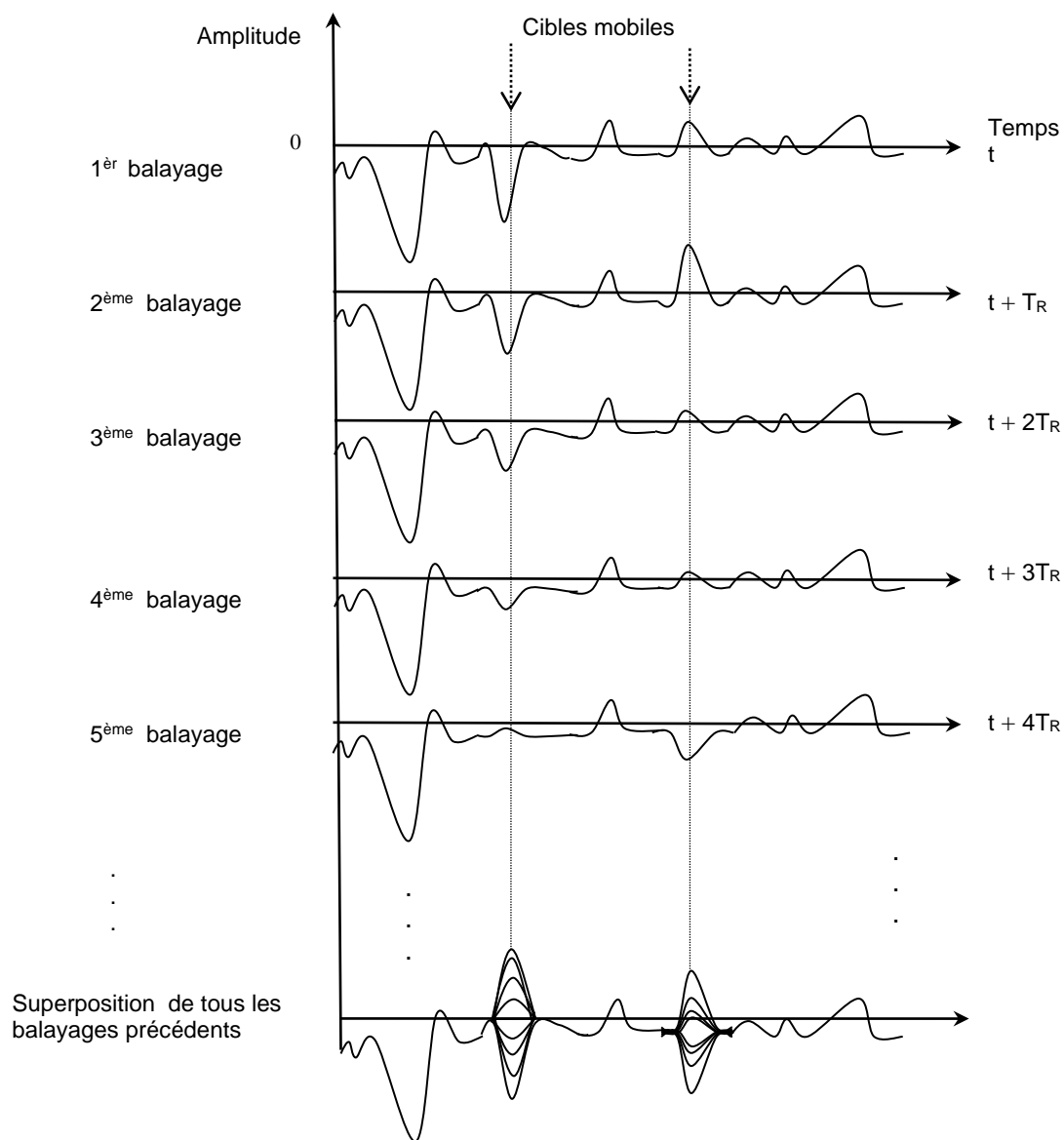
Le premier cas est donné en Figure 10. Il illustre des exemples de cibles très rapides ( $f_d > \frac{1}{\tau}$ ) tels que les missiles et les satellites nécessitant seulement une impulsion pour que leurs fréquences Doppler respectives soit identifiées, Figure 10b. En revanche, les cibles

lentes ( $f_d \ll \frac{1}{\tau}$ ) tels que les avions, nécessitent plusieurs impulsions, Figure 10c, pour que le radar identifie leurs fréquences Doppler respectives. Sur un scope de type A, le signal vidéo des cibles mobiles correspondrait à des points qui clignotent.

Un autre exemple est celui de la Figure 11. Il montre comment un radar procède pour discerner les objets fixes des objets mobiles en jouant sur la superposition des retours d'échos issus de plusieurs balayages successifs.



**Fig. 10.** Comparaison des impulsions RF (a) et des fréquences Doppler extraites par le DAP (b) et (c)



**Fig. 11.** Comparaison des cibles mobiles et cibles fixes après plusieurs impulsions à la sortie du DAP

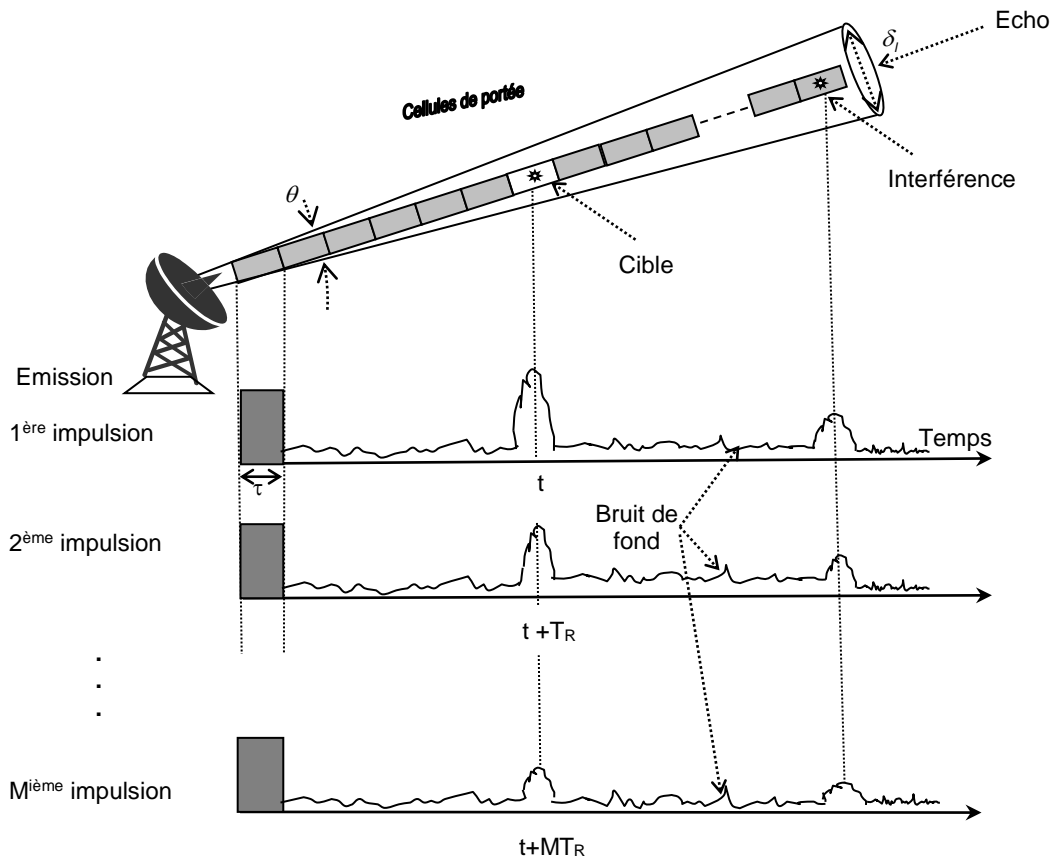
La trace résultante peut être visualisée sur un scope type A. Il est évident que pour une seule impulsion, il ne nous est pas possible de distinguer les cibles fixes des cibles mobiles.

**Formation des cellules de portée ou RB**

Rappelons que le radar à impulsions détermine la portée (distance) en calculant le temps mis par une impulsion RF émise pour atteindre un objet et être réfléchi sur l'antenne. Si nous nous mettons dans le cas d'un canal Doppler donné et d'une direction en

azimut donné, Figure 12, ce que nous définissons par le nombre de cellules de résolution en temps ou en portée dans le domaine  $[0, T_R]$  est le rapport :

$$N_0 = \frac{D_{\max}}{\Delta d} = \frac{T_R}{\tau} \quad (14)$$



**Fig. 12.** Echantillonnage en portée ou RB du signal vidéo

où  $D_{\max}$  et  $\Delta d$  sont données, respectivement, par les équations (2) et (3). Du fait que chaque mesure (cellule) soit intégrée sur une largeur d'impulsion, le signal ainsi obtenu est un paquet de  $N_0$  échantillons de durée  $\tau$  chacun, reçus aux instants respectifs  $\tau, 2\tau, 3\tau, \dots, N_0\tau$ . Comme les traitements postérieurs de ces échantillons doivent se faire en temps réel, la technique utilisée consiste en leur traitement par bloc de  $N$  tel que  $N=8, 12, 16$  ou  $32$ . Il est clair que le  $N_0$  est un multiple de  $N$ . Pour acquérir ces échantillons, il suffit de capturer le

signal vidéo au milieu de chaque intervalle de temps  $[j\tau, (j+1)\tau]$ ,  $j$  est un entier représentant l'indice de la cellule distance ou portée. Ce traitement, est connu sous le nom d'échantillonnage en portée du signal vidéo. Dans le cas où les échos de  $M$  impulsions successives sont traités, le même échantillonnage en portée est effectué pour chaque impulsion et le signal vidéo représentant une cellule est reçu aux instants respectifs  $t, t + T_R, t + 2T_R, t + 3T_R, \dots, t + MT_R$ . L'instant  $t$  correspond au temps d'un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible. Pour mieux apprécier le rapport donné par l'équation (14), reprenant l'exemple précédent où  $T_R=1$  ms et  $\tau = 1\mu s$ . Par conséquent, le  $N_0=1000$  cellules de portée de longueur  $\Delta d=150$ m chacune pour une portée maximale sans ambiguïté  $D_{\max}=150$ Km. Aussi, nous définissons le nombre de cellules de résolution en fréquence Doppler dans le domaine  $[0, f_R]$  ou plus précisément le nombre de filtres Doppler comme étant le rapport:

$$M_0 = \frac{f_R}{\Delta f} \quad (15)$$

ou  $\Delta f = \frac{f_R}{M_0}$  représente la largeur de bande de chaque filtre Doppler.

### **Notions de résolutions et d'ambiguïtés**

Un radar à impulsions de longueur d'onde  $\lambda$  et de fréquence de répétition des impulsions  $f_R$  est caractérisé par ce qui suit. D'abord, nous avons vu dans la section précédente que la durée  $\tau$  du signal RF impose un pouvoir de discrimination en temps de même durée, auquel est associé un pouvoir de discrimination en distance ou résolution en distance donné par l'équation (3). Autrement dit, si plus d'une cible se trouvent à une différence de distance inférieure à  $\frac{C\tau}{2}$ , alors elles ne peuvent pas être repérées distinctement.

D'autre part, la largeur de bande optimale du récepteur peut être approximée par une impulsion rectangulaire et un récepteur superhétérodyne par [23]:

$$B = \frac{1}{\tau} \quad (2.16)$$

Par conséquent, comme l'écart entre la fréquence émise  $f_e$  et celle reçue  $f_r$  est  $f_d$ . Il est facile de voir que pour une bande utile  $B$ , nous obtenons un pouvoir de discrimination en vitesse radiale ou résolution en vitesse:

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2\tau} \quad (17)$$

C'est-à-dire, que deux cibles exhibant une différence de vitesses  $\Delta V_r < \frac{\lambda}{2\tau}$  ne sont pas dissociables.

Par ailleurs, l'équation (17), indique que le pouvoir de discrimination en vitesse radiale dépend aussi de la largeur d'impulsion. L'examen des équations (3) et (17) donnant, respectivement,  $\Delta d$  et  $\Delta V_r$ , permet de constater que le traitement d'une seule impulsion pour une ouverture en azimuth donnée conduit à un dilemme distance-vitesse.

Afin d'illustrer ce dilemme, considérons l'exemple d'un radar opérant en bande L, avec une longueur d'onde  $\lambda = 23$  cm et une largeur d'impulsion  $\tau = 2.3 \mu s$ . Dans ce cas,  $\Delta d_1 = 345$  m et  $\Delta V_{r_1} = 50$  Km/s. En revanche, si nous prenons  $\tau = 2.3$  ms, nous obtenons  $\Delta d_2 = 345$  Km et  $\Delta V_{r_2} = 50$  m/s. En réalité les résultats sont tels que nous devrions plutôt avoir  $\Delta d_1$  et  $\Delta V_{r_2}$ , d'une part et  $\Delta d_2$  et  $\Delta V_{r_1}$ , d'autre part. Une des techniques qui permet de lever ce dilemme, consiste en un traitement cohérent du signal radar sur  $M$  impulsions. Dans ce cas, il est montré que le pouvoir de discrimination en vitesse s'écrit [26]:

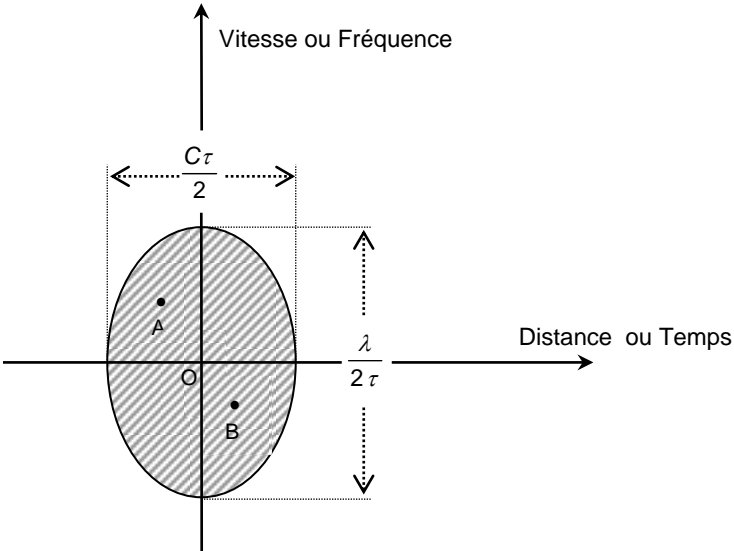
$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2MT_R} \quad (18)$$

Les deux situations qui peuvent être à l'origine d'une ambiguïté découlent des équations (3) et (17). Elles sont schématisées par la Figure 13. En effet, Les cibles correspondantes aux points A et B ne peuvent pas être repérées distinctement par le radar. Tout ce que nous pouvons dire, quand le radar indique une cible située en principe en O, c'est qu'il s'agit d'une cible dont le point figuratif est quelque part dans la zone hachurée. Cette zone est donc une zone d'ambiguïté.

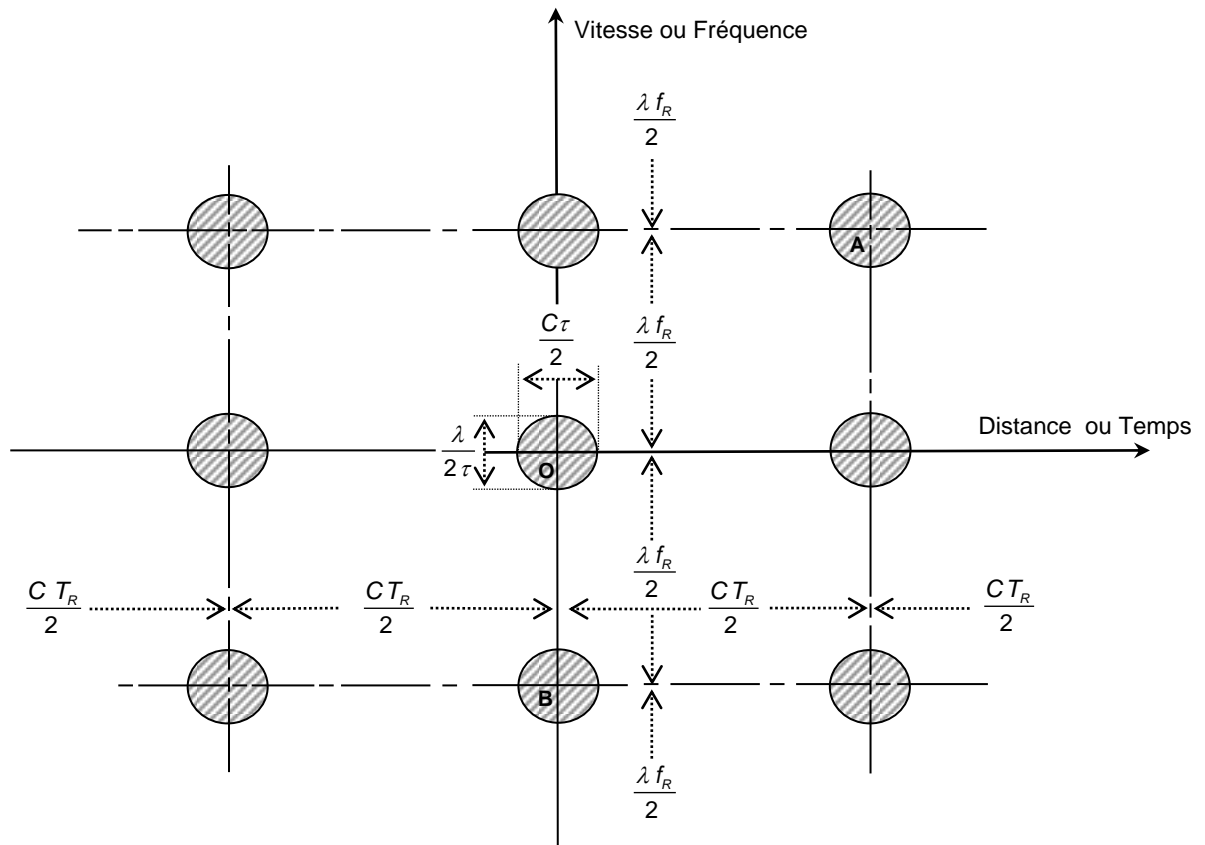
Si de plus, nous ajoutons à ces ambiguïtés celles qui sont inhérentes à  $T_R$  et  $f_R$ . C'est à dire pour  $\frac{2D_{\max}}{C} > T_R$  et pour  $f_d > f_R$ , nous obtenons le diagramme des ambiguïtés de la Figure 14. De ce fait, une cible se trouvant réellement en O pourrait tout aussi bien donner



un point figuratif en A ou B. Réciproquement, si le radar s'intéresse à une cible se trouvant en O, il pourrait recevoir un signal d'une cible se trouvant en A ou B sans être capable de faire la discrimination entre l'écho utile se trouvant en O et l'écho parasite qui se trouve en A ou B. Les zones hachurées représentent donc les ambiguïtés du radar à impulsions.



**Fig. 13** Diagramme des ambiguïtés vitesse (fréquence) et distance (temps)



**Fig. 14** Diagramme des ambiguïtés d'un radar à impulsions

Rappelons que pour un radar Doppler à impulsions, la portée maximale satisfait  $D_{\max} \leq \frac{C T_R}{2}$  et la fréquence Doppler des cibles ne dépasse jamais  $\frac{f_R}{2}$  (cibles en rapprochement ou en éloignement). Par conséquent, il n'y a pas de problème d'ambiguïté sauf à l'intérieur de la zone hachurée de la Figure 13 où la notion d'ambiguïté se confond avec celle de la résolution.