

CHAPITRE 14

PROPRIÉTÉS CARACTERISTIQUES DU CLUTTER

1	INTRODUCTION.....	2
2	CLUTTER INTERCEPTE PAR UN RADAR	2
2.1	PUISSANCE DE CLUTTER VUE PAR UN RADAR - ANGLE SOLIDE EQUIVALENT.....	2
2.2	PUISSANCE DE CLUTTER ATMOSPHERIQUE VUE PAR UN RADAR	4
2.2.1	Antenne à faisceau étroit – Radar à impulsions	4
2.2.2	Antenne à faisceau étroit – Radar continu	5
2.2.3	Antenne de veille	6
2.3	PUISSANCE DE CLUTTER DE SOL OU DE MER VUE PAR UN RADAR	8
2.3.1	Antenne à faisceau étroit - Radar continu	8
2.3.2	Antenne à faisceau étroit - Radar à impulsions	9
2.3.3	Antenne de veille - Clutter vu par le lobe principal	10
2.3.4	Clutter vu par un radar aéroporté	13
3	POUVOIR REFLECTEUR DU CLUTTER	16
3.1	CLUTTER ATMOSPHERIQUE.....	16
3.1.1	Clutter de pluie	16
3.1.2	Clutter de neige.....	17
3.1.3	Fréquence des précipitations.....	17
3.1.4	Réduction du clutter atmosphérique	18
3.1.5	Clutter de pluie en ondes millimétriques.....	18
3.1.6	Cas du brouillard	19
3.2	CLUTTER DE MER	19
3.2.1	Incidences élevées > 60°	19
3.2.2	Incidences faibles et moyennes 0,1 à 60°	20
3.2.3	Cas des radars de surface	22
3.2.4	Détection d'un objet ponctuel au dessus de la mer	23
3.3	CLUTTER DE SOL	23
3.3.1	Incidences élevées	23
3.3.2	Cas des radars de surface	24
3.3.3	Incidences moyennes	26
4	AUTRES PROPRIETES DU CLUTTER	26
4.1	FLUCTUATION	26
4.2	SPECTRE.....	27
4.2.1	Hypothèses théoriques générales	27
4.2.2	Données pratiques.....	28
4.2.3	Lois empiriques	28
4.3	FONCTION D'AUTOCORRELATION.....	31
4.4	NOTION PRATIQUE DE CONTRASTE.....	33

1 INTRODUCTION

Le volume de détection d'un radar est limité par la présence d'échos indésirables, provenant de perturbations atmosphériques, nuages, pluie, neige, ou dus à la réflexion des ondes sur le sol ou la mer.

L'ensemble de ces échos perturbateurs est désigné sous le nom de clutter qui a comme équivalent français le terme « *fouillis* » plus récent. On entendra donc parler de clutter (ou fouillis) atmosphérique, clutter (ou fouillis) de mer, clutter (ou fouillis) de sol.

Au cours de la présente étude, nous tenterons de définir :

- les volumes ou surfaces de clutter interceptés par un radar ;
- les surfaces équivalentes unitaires du clutter η ou σ_0 , qui seront exprimées en m^2/m^3 ou en m^2/m^2 suivant les cas ;
- des modèles de mode de fluctuation et de répartition spectrale du clutter.

Les différents modèles proposés ont été définis à partir des résultats pratiques publiés dans la littérature et en particulier dans les ouvrages :

- Radar System Analysis de DAVID. K. BARTON;
- Introduction to Radar System et Radar Handbook de MERRIL. I. SKOLNIK ;
- Radar Design Principles de FRED. E. NATHANSON.

Ces résultats ont été synthétisés pour définir des lois moyennes, présentées, chaque fois que cela est possible, sous la forme de relations empiriques et recouvrant une large gamme de cas rencontrés dans la pratique.

Les lois ainsi présentées ont l'avantage d'être simples et directement utilisables au stade de l'avant-projet. Elles ne présentent néanmoins que des valeurs moyennes, modulables en fonction de certains paramètres, qui ne recopient la réalité qu'à certaines fluctuations près.

2 CLUTTER INTERCEPTE PAR UN RADAR

Nous nous placerons dans le cas d'un radar à impulsions courtes pour établir les relations de base. Certaines d'entre elles pourront être extrapolées aux radars continus ou à pouvoir séparateur faible.

2.1 PUISSANCE DE CLUTTER VUE PAR UN RADAR - ANGLE SOLIDE EQUIVALENT

Dans le lobe principal, le gain d'une antenne peut être exprimé en utilisant l'approximation du « *lobe gaussien* », soit la relation :

$$G = G_0 \exp \left\{ -2,8 \left(\frac{\theta_s^2}{\theta_{0s}^2} + \frac{\theta_g^2}{\theta_{0g}^2} \right) \right\}$$

- θ_s et θ_g angles en site et gisement entre l'axe du faisceau et la direction visée ;
- θ_{0s} et θ_{0g} ouverture à 3 décibels (*mi-puissance*) du lobe radar en site et gisement.

Un aérien de ce type, placé devant un clutter homogène très étendu, recevra une puissance élémentaire :

$$dW = K \cdot G^2(\theta_s, \theta_g) \cdot d\theta_s \cdot d\theta_g$$

Soit la puissance totale de clutter reçue par l'aérien :

$$W = K \cdot G_0^2 \int_{-\pi}^{+\pi} \exp\left\{-5,6 \frac{\theta_s^2}{\theta_{0s}^2}\right\} d\theta_s \int_{-\pi}^{+\pi} \exp\left\{-5,6 \frac{\theta_g^2}{\theta_{0g}^2}\right\} d\theta_g$$

Les bornes $-\pi$ et $+\pi$ peuvent être remplacées par $-\infty$ et $+\infty$ si θ_{0s} et θ_{0g} sont suffisamment faibles. On connaît alors l'intégrale :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\} dx = \sqrt{2\pi\sigma^2}$$

et on peut poser :

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

$$\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma^2} = \theta_0 \sqrt{\frac{2\pi}{11,2}} \cong \frac{\theta_0}{\sqrt{2}}$$

soit :

$$W = K \cdot G_0^2 \cdot \frac{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g}}{2}$$

Tout se passe donc comme si le radar émettait et recevait de l'énergie avec le gain maximum dans **l'angle solide équivalent**

$$\Omega_e = \frac{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g}}{2}$$

REMARQUES :

Dans le cas d'un problème plan, on définira de la même manière, **une ouverture angulaire équivalente** :

$$\theta_e = \frac{\theta_0}{\sqrt{2}}$$

La même démonstration peut être utilisée pour montrer que **l'angle solide équivalent à l'émission** d'une antenne radar est :

$$\Omega_0 = \theta_{0s} \cdot \theta_{0g}$$

Soit que tout se passe comme si l'énergie émise par le radar était concentrée dans l'angle solide Ω_0 .

Ces deux résultats ne sont pas contradictoires. Il faut remarquer que le premier phénomène ne concerne que le signal émis (*loi en G*) et le second une liaison émission réception (*loi en G²*).

2.2 PUISSANCE DE CLUTTER ATMOSPHERIQUE VUE PAR UN RADAR

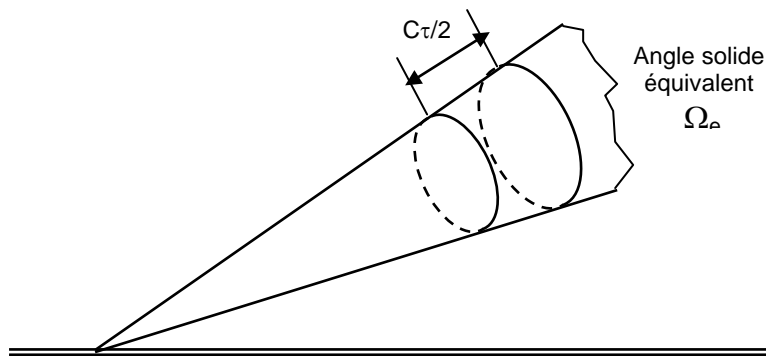
Les précipitations réduisent la portée des radars, en venant atténuer les ondes (voir chapitre 11) et également en réfléchissant une certaine part de l'énergie émise.

Nous présenterons dans ce paragraphe les méthodes à utiliser pour le calcul des perturbations dues aux précipitations, qui amèneront à la définition du rapport :

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{\text{Puissance utile reçue de la cible}}{\text{Puissance issue de la précipitation}}$$

2.2.1 Antenne à faisceau étroit – Radar à impulsions

Considérons le cas schématisé ci-dessous.



L'aérien est très directif et la cellule élémentaire radar est supposée totalement incluse dans la précipitation.

Le radar est un radar à impulsions de durée τ , le volume équivalent de précipitation intercepté est limité par :

- le pouvoir séparateur en distance du radar :

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

- l'angle solide équivalent calculé en 2.1 :

$$\Omega_e = \frac{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g}}{2}$$

D'où son expression :

$$V = D^2 \cdot \Omega_e \cdot \frac{C \cdot \tau}{2} = D^2 \frac{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g}}{2} \cdot \frac{C \cdot \tau}{2}$$

Si η est le pouvoir réflecteur de la précipitation, en m^2/m^3 la surface équivalente du clutter s'écrit

$$\sigma_c = \eta \cdot D^2 \frac{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g}}{2} \cdot \frac{C \cdot \tau}{2}$$

Et le rapport puissance cible sur puissance clutter dans le cas d'une cible intérieure au volume intercepté :

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{\sigma}{\sigma_c} = \frac{4 \cdot \sigma}{\eta \cdot \theta_{0s} \cdot \theta_{0g} \cdot C \cdot \tau \cdot L} \cdot \frac{1}{D^2}$$

LOBE ÉTROIT RADAR À IMPULSIONS

Avec :

- P_u : puissance renvoyée par la cible ;
- P_c : puissance renvoyée par le clutter ;
- σ : surface équivalente de la cible (m^2) ;
- η : pouvoir réflecteur de la précipitation (m^2/m^3) ;
- θ_{0s}, θ_{0g} : ouvertures à 3 dB du lobe d'antenne (radians) ;
- C : vitesse de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s ;
- τ : durée de l'impulsion (secondes) ;
- D : distance d'observation (m) ;
- L : perte de dépointage sur le signal utile (en moyenne égale à 2).

2.2.2 Antenne à faisceau étroit – Radar continu

Dans le cas des radars continus ou à pouvoir discriminateur faible, on ne peut écrire directement le rapport des surfaces équivalentes, car la puissance reçue est une fonction de la distance. La méthode consiste à calculer :

- la puissance reçue du clutter par unité de distance :

$$d(P_c) = \eta \cdot f(D) \cdot dV$$

- la puissance en provenance de la cible : $P_u(D_0)$ qui est une fonction de la distance D_0 de la cible,

Et de poser le rapport :

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{P_u}{\int \eta \cdot f(D) \cdot dV}$$

Dans le cas présent :

$$P_u = \frac{P_e \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot D_0^4 \cdot L}$$

$$dV = D^2 \cdot \frac{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g}}{2} \cdot dD$$

$$dP_c = \frac{P_e \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot D^4} \cdot \eta \cdot dV$$

$$P_c = \frac{P_e \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3} \cdot \frac{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g}}{2} \cdot \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} \eta \frac{dD}{D^2}$$

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{2\sigma}{\theta_{0s} \cdot \theta_{0g} \cdot L \cdot D_0^4} \left[\int_{D_{\min}}^{D_{\max}} \eta \frac{dD}{D^2} \right]^{-1}$$

LOBE ETROIT RADAR CONTINU

Avec

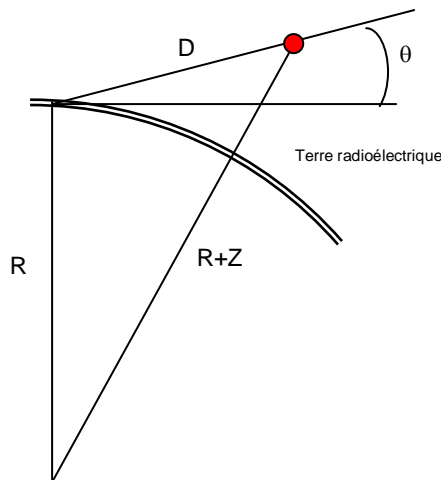
- D_0 : distance d'observation de la cible ;
- G : gain de l'aérien ;
- P_e : puissance émise ;
- λ : longueur d'onde ;
- L : perte de dépointage cible (*les autres pertes sont communes*) ;
- D_{\min} et D_{\max} en mètres.

(autres paramètres *idem* formule précédente)

2.2.3 Antenne de veille

Le faisceau de l'aérien est dans ce cas étroit en gisement et large en site, de telle sorte que l'étendue verticale du volume observé soit beaucoup plus importante que celle occupée par la précipitation.

On suppose alors que la précipitation est de densité constante entre l'altitude zéro et une altitude maximale Z . Dans ce cas le site maximum occupé par le clutter est une fonction de la distance D considérée, et peut s'écrire, si $Z < D$ donc θ petit :



$$(Z + R)^2 = R^2 + D^2 + 2D \cdot R \sin \theta$$

$$R^2 + 2 RZ \cong R^2 + D^2 + 2D \cdot R \cdot \theta$$

$$2D \cdot R \cdot \theta \cong 2 RZ - D^2$$

$$\theta_{\text{rad}} \cong \frac{Z}{D} - \frac{D}{2R}$$

$$\theta_{\text{degés}} \cong 57 \left(\frac{Z}{D} - \frac{D}{2R} \right)$$

Avec, en unités cohérentes (m ou km par exemple) :

- θ : site maximum du clutter, c'est une fonction de D : $\theta(D)$;
- Z : altitude maximale du clutter ;
- D : distance observée ;
- R : rayon radioélectrique de la terre (8 500 km).

Dans ces conditions, le volume élémentaire de clutter intercepté est :

$$dV = \frac{C \cdot \tau}{2} \cdot D^2 \cdot \frac{\theta_{0g}}{\sqrt{2}} \cdot d\theta_s$$

et la puissance élémentaire de clutter :

$$dP_c = \frac{P_e \cdot \lambda^2 \cdot G^2(\theta_s)}{(4\pi)^3 \cdot D^4} \cdot \eta \cdot \frac{C \cdot \tau}{2} \cdot \frac{\theta_{0g}}{\sqrt{2}} \cdot D^2 \cdot d\theta_s$$

$$P_c = \frac{P_e \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot D^2} \cdot \eta \cdot \frac{C \cdot \tau}{2} \cdot \frac{\theta_{0g}}{\sqrt{2}} \int_0^{\theta(D)} G^2(\theta_s) d\theta_s$$

La puissance issue de la cible s'écrit toujours :

$$P_u = \frac{P_e \cdot \lambda^2 \cdot G^2(\theta) \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot D^4 \cdot L}$$

et le rapport puissance cible, puissance clutter :

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{\sigma \cdot G^2(\theta) \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}{\eta \cdot \theta_{0g} \cdot C \cdot \tau \cdot L \cdot D^2} \left[\int_0^{\theta(D)} G^2(\theta_s) d\theta_s \right]^{-1}$$

RADAR DE VEILLE À IMPULSIONS

Les paramètres de cette formule sont définis en 2.2.1 sauf :

- $G(\theta)$: gain de l'aérien dans la direction de la cible ;
- $G(\theta_s)$: gain de l'aérien en fonction de site ;
- L : perte par modulation de lobe
(en moyenne rapport 1,4 soit 1,6 dB, cf. chapitre 11).

Dans les cas courants, on peut choisir une hauteur de précipitation de 3 000 m à 5 000 m.

Les valeurs pratiques correspondantes de $\theta(D)$ sont pour $Z = 3\ 000$ m :

D km	10	15	20	30	40	60	80	120	160	225
$\theta(D)$ degrés	17	11,3	8,5	5,6	4,2	2,6	1,9	1	0,5	0

L'ouverture angulaire du clutter étant relativement faible, on peut être tenté de prendre une valeur moyenne du carré du gain de l'aérien : G_{moy} , dans la zone couverte par le clutter et d'écrire :

$$\sigma_c = \frac{C \tau}{2} \cdot \frac{\theta_{0g} \cdot D}{\sqrt{2}} \cdot Z \cdot \eta$$

$$P_c = \frac{P_e \cdot G_{moy}^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot D^4} \cdot \frac{C \tau}{2} \cdot \frac{\theta_{0g} \cdot D}{\sqrt{2}} \cdot Z \cdot \eta$$

Et le rapport P_u/P_c (avec $L_s = \sqrt{2}$) :

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{\sigma}{\eta \cdot \theta_{0g} \cdot D \cdot Z} \cdot \frac{G^2(\theta)}{G_{moy}^2} \cdot \frac{2}{C \cdot \tau}$$

FORMULE SIMPLIÉE

Les paramètres de cette formule ont été définis en 2.2.1 sauf :

- $G(\theta)$: gain de l'aérien dans la direction de la cible ;
- Z ; hauteur du clutter (*mètres*) ;
- G_{moy} : gain moyen de l'antenne dans la direction du clutter.

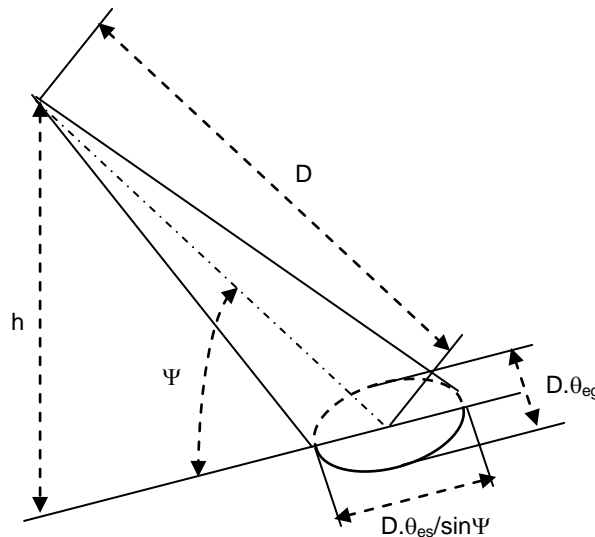
Cette méthode de calcul peut être extrapolée au radar continu comme en 2.2.1. Il faudra alors tenir compte du fait que l'étendue en site du clutter : $\theta(D)$ est une fonction de la distance à Z donné.

2.3 PUISSANCE DE CLUTTER DE SOL OU DE MER VUE PAR UN RADAR

Les échos de sol et de mer sont des échos de surface, la puissance réfléchiée par ce type de clutter peut être considérée comme proportionnelle à la surface interceptée par le signal radar.

2.3.1 Antenne à faisceau étroit - Radar continu

Soit une antenne à lobe étroit placée à une hauteur h au-dessus du sol. Celui-ci est éclairé suivant un angle ψ .



Si θ_{es} et θ_{eg} sont les ouvertures équivalentes de l'aérien, telles que :

$$\theta_{es} \cdot \theta_{eg} = \Omega_e \text{ (cf. 2.1)}$$

La surface éclairée par l'aérien a pour axes principaux, le plan contenant la verticale et l'axe du faisceau étant pris comme référence :

- en gisement : $D \theta_{eg}$;
- en site : $D \theta_{eg} / \sin \psi$.

De part la définition même de ces ouvertures équivalentes, la surface de clutter interceptée (*vue sous le gain max de l'aérien*) s'écrit :

$$\Sigma = D^2 \cdot \theta_{eg} \cdot \theta_{es} \cdot \frac{1}{\sin \psi}$$

Soit en se ramenant aux ouvertures à 3 dB de l'aérien

$$\Sigma = D^2 \cdot \theta_{0s} \cdot \theta_{0g} \cdot \frac{1}{2 \sin \psi}$$

Si σ_0 est le pouvoir réflecteur du clutter par unité de surface, la puissance réfléchiée par le clutter sera :

$$P_c = \frac{P_e \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 D^4} \cdot \sigma_0 D^2 \theta_{0s} \theta_{0g} \frac{1}{2 \sin \psi}$$

et celle en provenance d'une cible à une distance D_0 du radar

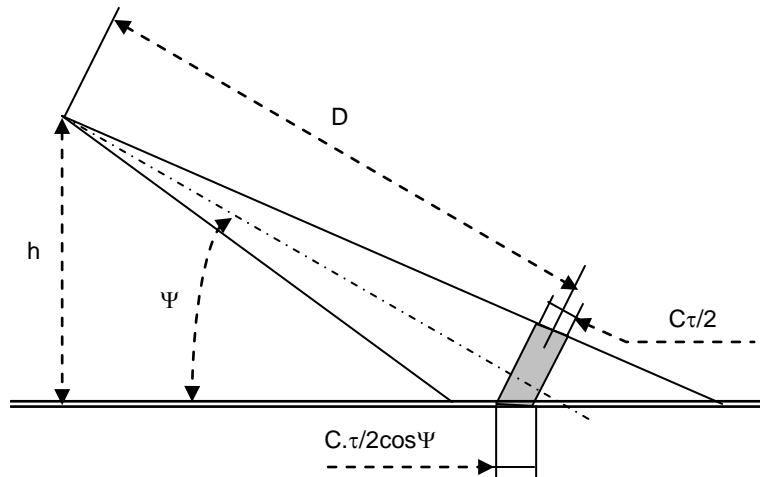
$$P_u = \frac{P_e \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot D_0^4 \cdot L}$$

On peut donc écrire pour une **antenne à lobe étroit et un radar continu** :

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{2 \cdot \sigma \cdot \sin \psi}{\sigma_0 \cdot \theta_{0s} \cdot \theta_{0g} \cdot L} \cdot \frac{D^2}{D_0^4}$$

LOBE ÉTROIT RADAR CONTINU

2.3.2 Antenne à faisceau étroit - Radar à impulsions



Le pouvoir séparateur du radar à impulsion peut venir limiter la surface de clutter éclairée. En effet si τ est la durée de l'impulsion, l'étendue en distance du clutter intercepté ne peut être supérieure à

$$\frac{C \cdot \tau}{2 \cos \psi}$$

Deux cas peuvent alors se produire :

$$\frac{C\tau}{2 \cos \psi} \geq \frac{D \cdot \theta_{es}}{\sin \psi} \Rightarrow \Sigma = D^2 \cdot \theta_{0s} \cdot \theta_{0g} \cdot \frac{1}{2 \sin \psi}$$

$$\frac{C\tau}{2 \cos \Psi} < \frac{D\theta_{es}}{\sin \Psi} \Rightarrow \Sigma = D \cdot \frac{\theta_{0g}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C\tau}{2 \cos \Psi}$$

L'angle limite séparant les deux cas est alors défini par la relation

$$\text{tg}\Psi_0 = \frac{2 \cdot \theta_{es} \cdot D}{C \cdot \tau}$$

$$\text{tg}\Psi_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot \theta_{0s} \cdot D}{C \cdot \tau}$$

On peut en outre considérer, dans le cas du radar à impulsion, que la cible et le clutter ne sont confondus que s'ils se trouvent à la même distance et comparer directement les surfaces équivalentes de cible et de clutter.

D'où les rapports puissance cible, puissance clutter :

- Pour $\Psi > \Psi_0$

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{2 \cdot \sigma \cdot \sin \Psi}{\sigma_0 \cdot \theta_{0s} \cdot \theta_{0g} \cdot D^2 \cdot L}$$

LOBE ÉTROIT RADAR À IMPULSIONS

- Pour $\Psi < \Psi_0$

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma \cdot \cos \Psi}{\sigma_0 \cdot \theta_{0g} \cdot C \cdot \tau \cdot D \cdot L}$$

LOBE ÉTROIT RADAR À IMPULSIONS

Rappelons les paramètres de cette formule, valables d'ailleurs pour la relation du paragraphe 2.3.1 :

- P_u : puissance en provenance de la cible ;
- P_c : puissance en provenance du clutter ;
- σ : surface équivalente de la cible (m^2) ;
- ψ : incidence du lobe radar ;
- σ_0 : pouvoir réflecteur unitaire du clutter (m^2/m^2) ;
- θ_{0s} , θ_{0g} : ouvertures à 3 dB du lobe d'antenne (*radians*) ;
- D : distance d'observation (*m*) ;
- C : vitesse de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s ;
- τ : durée de l'impulsion (*secondes*) ;
- L : perte de dépointage sur le signal utile (*en moyenne rapport 2*).

2.3.3 Antenne de veille - Clutter vu par le lobe principal

Le faisceau de l'aérien est dans ce cas étroit en gisement et étendu en site, ce qui provoque une extension en distance du clutter observé par le radar.

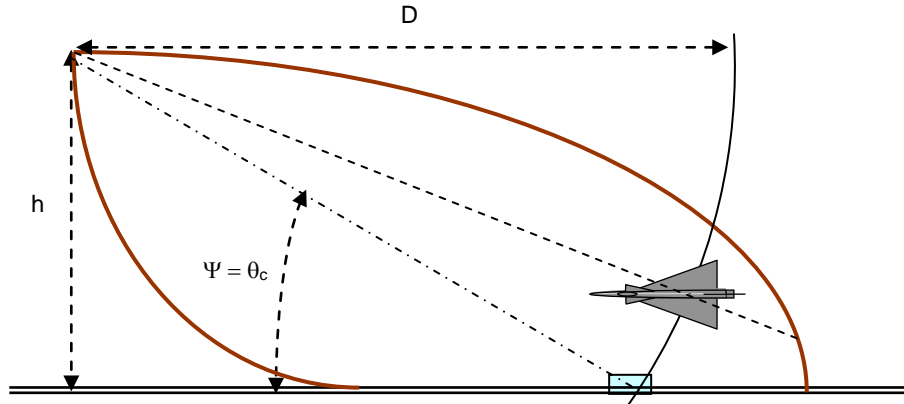
La puissance du clutter dépend alors de la configuration du radar et en particulier de la hauteur de son antenne. Nous traiterons simplement 3 cas.

a Radar à impulsion, cas général

Les conditions sont celles du paragraphe précédent mis à part :

- la perte sur le signal radar qui devient une perte par modulation de lobe L ,
- le fait que les deux cibles : clutter et cible utile sont vues sous des angles différents donc sous des gains d'aériens différents.

La figure suivante illustre cette configuration.



Nous écrivons donc :

$$\sigma_c = \sigma_0 \cdot \frac{\theta_0 D}{\sqrt{2}} \cdot \frac{C \cdot \tau}{2 \cos \theta_c}$$

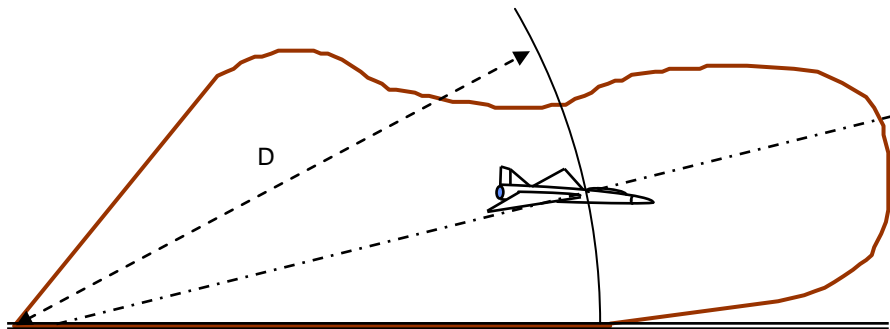
$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma \cdot \cos \theta_c \cdot G^2(\theta)}{\sigma_0 \cdot \theta_{0g} \cdot C \cdot \tau \cdot D \cdot L \cdot G^2(\theta_c)}$$

RADAR DE VEILLE À IMPULSIONS

Les paramètres de cette formule sont ceux définis en 2.3.2 sauf :

- $G(\theta)$: gain de l'aérien dans la direction de la cible ;
- $G(\theta_c)$: gain de l'aérien dans la direction du clutter à la même distance D que la cible ;
- L : perte par modulation de lobe (*en moyenne rapport 1,4*).

b Radar de surface à impulsion



On peut pour les radars de surface, négliger la hauteur h de l'aérien et poser :

- $\psi \cong 0$;
- $G(\theta_c) \cong ct^\circ = G(0)$.

D'où :

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma}{\sigma_0 \cdot \theta_{0g} \cdot C \cdot \tau \cdot D \cdot L} \cdot \frac{G^2(\theta)}{G^2(0)}$$

RADAR DE SURFACE À IMPULSIONS

$G(0)$: gain de l'antenne au site zéro.

c Radar de surface continu

Il faut intégrer dans ce cas la puissance de clutter en provenance de toutes les distances. On définira donc :

- la surface élémentaire de clutter intercepté :

$$d\Sigma = \frac{\theta_{0g}}{\sqrt{2}} \cdot D \cdot dD$$

- la puissance élémentaire de clutter :

$$dP_c = \frac{P_e \cdot G(0)^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot D^4} \cdot \sigma_0 \cdot d\Sigma$$

- la puissance totale de clutter :

$$P_c = \frac{P_e \cdot G(0)^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3} \cdot \frac{\theta_{0g}}{\sqrt{2}} \cdot \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} \frac{\sigma_0 \cdot dD}{D^3}$$

- La puissance réfléchiée par la cible à la distance D_0 :

$$P_u = \frac{P_e \cdot G(\theta) \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot D_0^4 \cdot L}$$

$$\frac{P_u}{P_c} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sigma \cdot G^2(\theta)}{\theta_{0g} \cdot L \cdot D_0^4 \cdot G(0)^2} \left[\int_{D_{\min}}^{D_{\max}} \frac{\sigma_0 \cdot dD}{D^3} \right]^{-1}$$

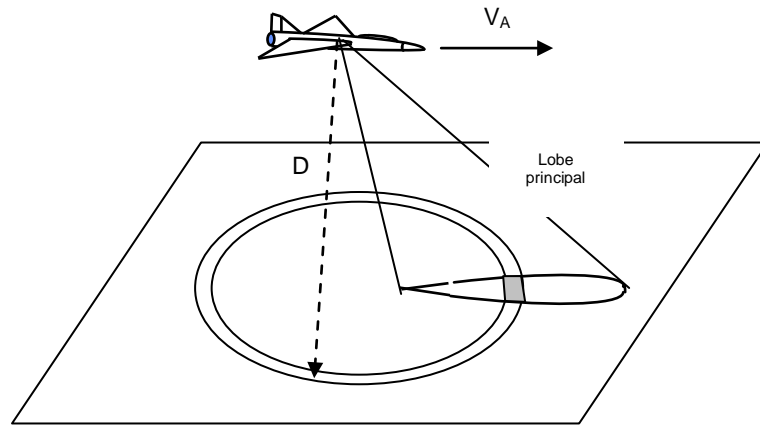
RADAR CONTINU DE SURFACE

Il faut remarquer ici que σ_0 peut être une fonction de la distance D observée. La perte de modulation de lobe sur la cible a seule été prise en compte, les autres pertes étant communes.

- σ_0 : pouvoir réflecteur du clutter (m^2/m^2) ;
- σ : surface équivalente de la cible (m^2) ;
- θ_{0g} : ouverture à 3 dB de l'aérien (*radian*) ;
- D_0 : distance radar cible (*m*) ;
- D_{\min}, D_{\max} : limites du clutter observé (*m*) ;
- $G(\theta)$: gain de l'aérien dans la direction de la cible ;
- $G(0)$: gain de l'aérien au site zéro ;
- L : perte de modulation de lobe (*rappor moyen* $\sqrt{2}$) ;
- D_{\min} : point d'impact du faisceau avec le sol, ou distance de formation du faisceau (erreur de sphéricité inférieure à $\lambda/8$; $D_{\min} \approx 4S / \lambda$) ;
- λ longueur d'onde utilisée ;
- S surface de l'aérien.

2.3.4 Clutter vu par un radar aéroporté

Dans le cas des radars aéroportés, le clutter à prendre en compte est à la fois celui vu par le lobe principal, et celui vu par les lobes secondaires (secondaires proches et diffus). Lorsqu'il n'y a pas de filtrage doppler (cas des radars de surveillance maritime, de cartographie, de suivi de terrain...), seul le pouvoir séparateur en distance est utilisé pour séparer les échos ponctuels.



Dans ce cas, si θ_g est l'ouverture du lobe principal, L_s le rapport moyen de lobes secondaires (secondaires proches et diffus) le rapport entre la surface de clutter interceptée par le lobe principal et celle interceptée par les lobes secondaires est :

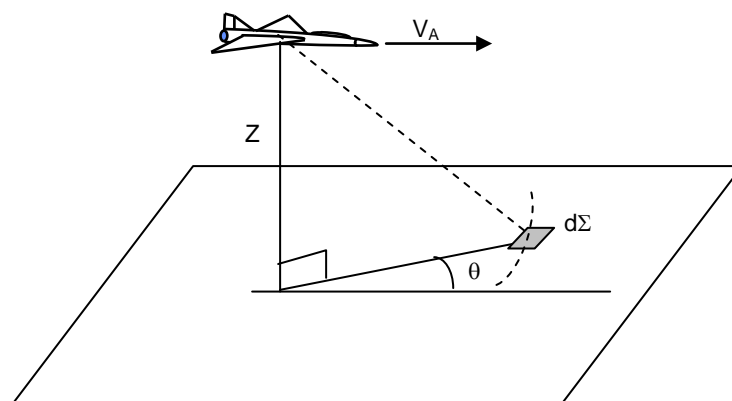
$$\frac{\Sigma_p}{\Sigma_s} \approx \frac{\theta_g}{\sqrt{2}} \cdot \frac{L_s^2}{360} \approx \frac{\theta_g \cdot L_s^2}{500}$$

Par exemple, pour $\theta_g = 1^\circ$ et $L_s = 35 \text{ dB}$ ($L_s^2 = 10^7$), $\Sigma_p / \Sigma_s = 2 \cdot 10^4$, ce qui justifie les méthodes de calcul utilisées dans les paragraphes précédents qui ne chiffraient que le clutter vu par le lobe principal. Il n'en va pas de même pour les radars pulses dopplers aéroportés (cf. chapitre 13 paragraphe 11) car dans ce cas :

- on recherche des taux d'élimination du clutter dépassant 60 à 70 dB (10^6 à 10^7) ;
- le clutter de sol, vu à toutes les vitesses comprises entre $-V_A$ et $+V_A$ du fait du déplacement du porteur, se retrouve dans toutes les cellules d'observation si le radar est ambigu en distance.

Dans le présent paragraphe, nous allons compléter le calcul simplifié exposé au chapitre 13 en donnant les grandes lignes d'une méthode d'évaluation plus rigoureuse.

Soit une zone de clutter de dimensions faibles devant le pouvoir séparateur du radar, D sa distance au radar et $g(D, \theta)$ le gain de l'antenne dans cette direction.



Nous considérerons cette zone élémentaire comme un écho ponctuel et écrirons la puissance crête reçue par le radar sous la forme :

$$dP_{\alpha} = \frac{P_c \cdot g(D, \theta)^2 \cdot \lambda^2 \cdot d\sigma}{(4\pi)^3 \cdot D^4 \cdot L_c}$$

avec :

- $d\sigma = \sigma_0(D) d\Sigma$;
- $\sigma_0(D)$ = pouvoir réflecteur du clutter à la distance D ;
- $d\Sigma$ = élément de surface pris en compte ;
- $g(D, \theta)$ = gain de l'aérien dans la direction considérée ;
- D = distance au radar de la zone de clutter ;
- L_c = pertes sur le clutter (hyper et propagation).

Dans le cas d'un radar pulse doppler, à la puissance crête dP_c correspond à la sortie du filtre doppler (cf. chapitre 13 § 11) une puissance :

$$dP = dP_c \left(\frac{\tau_e}{T_R} \right)^2$$

Soit en introduisant le rapport de lobes secondaires L_s tel que :

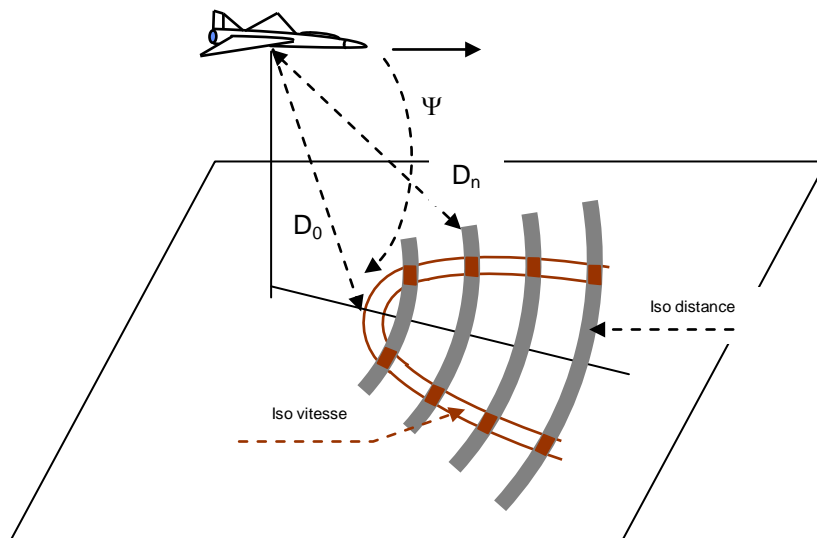
$$g(\theta, D) = G_{\max} / L_s(\theta, D) = G / L_s(\theta, D)$$

$$dP = \frac{P_c (\tau_e / T_R)^2 \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_0(\theta, D)}{(4\pi)^3 \cdot D^4 \cdot L_c \cdot L_s(\theta, D)^2} d\Sigma$$

(τ_e / T_R) représente ici le facteur de forme du radar à l'émission.

Il reste maintenant à intégrer la puissance de clutter en provenance des zones situées (à l'ambiguïté distance $CT_R/2$ près) à la distance D_n et dont la vitesse relative est telle que les échos intéressés soient filtrés par le même filtre doppler.

Toutes les zones se trouvant à l'intersection des iso-distances (cercles de rayon $(D_n^2 - Z^2)^{1/2}$) et des iso-doppler (hyperboles définies au chapitre 13) répondent à la question.



Dans ce cas, en se reportant aux paramètres définissant les zones utiles (V_r et D) et en appelant D_0 la distance au radar du pied de l'hyperbole V_r , on peut démontrer que :

$$\frac{d\Sigma}{D^4} = \frac{D_0}{V_A \cdot Z \cdot D^2 \sqrt{D^2 - D_0^2}} dD \cdot dV_r$$

Avec :

$$D_0 = \frac{V_A Z}{\sqrt{V_A^2 - V_r^2}}$$

et :

$$dP = \frac{P_c (\tau_e / T_R)^2 \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot L_c} \cdot \frac{\sigma_0(D, V_r)}{L_s^2(D, V_r)} \cdot \frac{d\Sigma}{D^4}$$

à V_r et δV_r donnés, toutes les intersections définies par les distances D_n (modulo $CT_R/2$) et $D_n + \delta D$, (δD représente la zone de clutter de sol englobée par l'ouverture τ_R de la porte distance à la réception : $\delta D = C \cdot \tau_R / 2$), et les hyperboles V_r et $V_r + \delta V_R$ participent à la réflexion.

On peut donc supposer que tous les échos issus des zones de clutter interceptées s'ajoutent en puissance et écrire :

$$\delta P = \frac{P_c (\tau_e / T_R)^2 \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot L_c \cdot V_A \cdot Z \cdot D_0} \cdot \sum_n \frac{\sigma_0(D_n, V_r)}{L_s^2(D_n, V_r)} \cdot D_0^2 \cdot \iint_{s_n} \frac{dD \cdot dV_r}{D^2 \sqrt{D^2 - D_0^2}}$$

expression où :

$$F_n = D_0^2 \cdot \iint_{s_n} \frac{dD \cdot dV_r}{D^2 \sqrt{D^2 - D_0^2}} = \int_{V_r}^{V_r + \delta V_r} dV_r \cdot \int_{D_n}^{D_n + \delta D} \frac{D_0^2 \cdot dD}{D^2 \sqrt{D^2 - D_0^2}}$$

prend comme valeur :

- si $D_n = D_0$:

$$F_n = \sqrt{1 - \left(\frac{D_0}{D_0 + \delta D} \right)^2} \cdot \delta V_r$$

- si $D_n > D_0$:

$$F_n = \left[\sqrt{1 - \left(\frac{D_0}{D_n + \delta D} \right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{D_0}{D_n} \right)^2} \right] \delta V_r$$

D'où une expression générale de la « densité » spectrale du clutter de sol intercepté par le radar :

$$\frac{\delta P}{\delta V_R} = \frac{P_c (\tau_e / T_R)^2 \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot L_c \cdot V_A \cdot Z \cdot D_0} \cdot \sum_n \frac{\sigma_0(D_n, V_r)}{L_s^2(D_n, V_r)} \cdot F_n$$

On notera que cette densité spectrale passe par un maximum relatif chaque fois que l'on est dans le cas où l'un des D_n est égal à D_0 car la valeur de F_n correspondante est prépondérante.

Par ailleurs, si le radar est ambigu en vitesse dans le domaine $-V_A, +V_A$, il faudra sommer pour un filtre donné les puissances issues des différentes raies d'ambiguïté.

On voit facilement que la solution numérique d'un tel problème doit faire appel au calcul numérique. Le résultat dépendra à vitesse donnée de la porte distance considérée, et à distance donnée du doppler observé.

3 POUVOIR REFLECTEUR DU CLUTTER

3.1 CLUTTER ATMOSPHERIQUE

Les principaux résultats concernant le pouvoir réflecteur du clutter atmosphérique sont consignés dans l'ouvrage de Monsieur BARTON (*pages 105 et 106*).

3.1.1 Clutter de pluie

L'étude part de la surface équivalente de la goutte d'eau, exprimée par la relation

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \cdot |K|^2 \cdot d_i^6$$

Expression où :

- d_i = diamètre de la goutte d'eau ;
- λ = longueur d'onde ;
- $|K|$ = coefficient de l'ordre de 0,90.

La surface équivalente d'un nuage de gouttes d'eau est alors, dans un volume unitaire, la somme des surfaces équivalentes de chacune d'elles, soit :

$$\eta = \sum \sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \cdot |K|^2 \cdot \sum d_i^6$$

η = surface équivalente par unité de volume.

Il reste à exprimer $\sum d_i^6$ en fonction de l'intensité de la précipitation. La loi pratique reliant ces deux paramètres est :

$$\sum d_i^6 \cong 200 \cdot I^{1,6}$$

avec :

- $\sum d_i^6$: en mm^6/m^3 ;
- I : intensité de la précipitation en mm/heure.

D'où la relation pratique pour la surface équivalente de la pluie :

$$\eta \cong 5 \cdot 10^{-6} \frac{I^{1,6}}{\lambda^4}$$

avec :

- η : pouvoir réflecteur de la pluie en m^2/m^3 ;
- I : intensité de la précipitation en mm/heure ;
- λ : longueur d'onde en cm.

3.1.2 Clutter de neige

La relation :

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum d_i^6$$

reste valable pour les cristaux de neige, à condition de prendre :

$$|K| \cong 0,2, \text{ pour de la neige sèche}$$

$$\sum d_i^6 \cong 2000 I^2, \text{ en mm}^6/\text{m}^3$$

D'où la relation :

$$\eta \cong 2,5 \cdot 10^{-6} \frac{I^2}{\lambda^4}$$

- η : pouvoir réflecteur de la neige en m^2/m^3 ;
- I : intensité de la précipitation en mm/heure ;
- λ : longueur d'onde en cm.

On remarque que les deux pouvoirs réflecteurs sont assez voisins, l'augmentation du diamètre des flocons de neige par rapport à la pluie étant compensée par la diminution du pouvoir réflecteur $|K|$.

Il n'en est pas de même lorsque la neige est en fusion, car alors les flocons de neige se recouvrent d'une pellicule d'eau et le coefficient $|K|$ augmente.

Ce phénomène de « *bande brillante* » a été observé dans des zones de neige où la température avoisine zéro degré ; il est très localisé.

Les précipitations de pluie sont en moyenne beaucoup plus intenses que les précipitations de neige, la pluie est donc l'élément perturbateur principal.

3.1.3 Fréquence des précipitations

Les tableaux suivants présentent des records de précipitations (en mm de pluie): sur 1 heure, 1 jour et 4 jours, pour différentes régions françaises.

Côtes méditerranéennes

Précipitations	Nice	Toulon	Nîmes	Montpellier	Perpignan
mm/ 1 heure	63	83,2	90	77	58
mm/1 jour	191	166	212	206	225
mm/heure (1 jour)	8,0	6,9	8,8	8,6	9,4
mm/ 4 jours	193	250	344	260	370
mm/heure (4 jours)	2,0	2,6	3,6	2,7	3,9

Côtes atlantiques

Précipitations	Biarritz	Bordeaux	La Rochelle	Nantes	Lorient
mm/ 1 heure	66	44	34	54	46
mm/1 jour	186	135	70	106	100
mm/heure (1 jour)	7,8	5,6	2,9	4,4	4,2
mm/ 4 jours	590	147,8	99	121	120
mm/heure (4 jours)	6,1	1,5	1,0	1,3	1,3

Manche mer du nord

Précipitations	Brest	St Brieuc	Caen	Rouen	Lille
mm/ 1 heure	40	29	34	33	38
mm/1 jour	108	63	101	81	81
mm/heure (1 jour)	4,5	2,6	4,2	3,4	3,4
mm/ 4 jours	137,3	133	120	81	105
mm/heure (4 jours)	1,4	1,4	1,3	0,8	1,1

Centre et est

Précipitations	Paris	Lyon	Strasbourg	Brive	Tours
mm/ 1 heure	47	51	46	69	51
mm/1 jour	110	113	75	134	62
mm/heure (1 jour)	4,6	4,7	3,1	5,6	2,6
mm/ 4 jours	128	138	108	179	76
mm/heure (4 jours)	1,3	1,4	1,1	1,9	0,8

A noter que 1 millimètre de pluie équivaut à 1 litre d'eau par m².

3.1.4 Réduction du clutter atmosphérique

Le clutter atmosphérique peut être réduit de différentes manières :

- en réduisant la cellule de confusion par utilisation de la compression des impulsions ;
- en choisissant des aériens à faible gain au site bas ;
- en utilisant des chaînes de réceptions spéciales : amplificateurs logarithmiques, seuils rapides, éliminateurs de zone dense, circuits VCM ;
- en utilisant la polarisation circulaire.

Dans les premiers cas, les résultats dépendent des caractéristiques des chaînes employées, qui peuvent l'être isolément ou en association.

La polarisation circulaire apporte un gain considérable qui dépend du taux d'ellipticité de l'onde.

On peut espérer en moyenne une réduction de η égale à :

- 10 dB sur des flocons de neige ;
- 15 dB sur de la neige mouillée ;
- 20 dB sur les nuages et la pluie.

Ceci pour un taux d'ellipticité de 0,9, qui n'est obtenu en pratique que dans la zone proche du gain maximum des aériens.

3.1.5 Clutter de pluie en ondes millimétriques

La validité des relations précédentes n'est vérifiée que si le diamètre des gouttes de pluie est faible devant la longueur d'onde.

On considérera que les relations des paragraphes 3.1.1 et 3.1.2 restent représentatives pour des longueurs d'ondes supérieures à 1 cm.

Pour des **longueurs d'ondes inférieures à 1 cm**, les relations suivantes seront à retenir :

$$\lambda \text{ (en mm)} = 300/F \text{ (en GHz)}$$

- $F = 35 \text{ GHz}$, ($\lambda = 8,6 \text{ mm}$)

$$\eta_{35} = 2 \cdot 10^{-5} I^{1,25}$$

- $F = 70 \text{ GHz}$, ($\lambda = 4,3 \text{ mm}$)

$$\eta_{70} = 7 \cdot 10^{-5} I^{0,7}$$

- $F = 94 \text{ GHz}$, ($\lambda = 3,2 \text{ mm}$)

$$\eta_{94} = 9 \cdot 10^{-5} I^{0,6}$$

3.1.6 Cas du brouillard

En reprenant les notations du chapitre 11 paragraphe 3.6 on peut proposer à 94 GHz un modèle simple de réflectivité du brouillard sous la forme :

$$\eta_{94} = 3,5 \cdot 10^{-5} H^{1,35}$$

Expression où H est la teneur en eau du brouillard reliée à la visibilité optique par les relations réciproques :

$$H = (25/V)^{1,54} \leftrightarrow V = 25 H^{-0,65}$$

Le pouvoir réflecteur du brouillard est faible par rapport au pouvoir réflecteur de la pluie. Une teneur en eau de 1 gramme par litre (visibilité 25 m) est en effet équivalente à une pluie de 0,2 mm/h.

Aux longueurs d'ondes supérieures, la loi en $1/\lambda^4$ joue et ce pouvoir réflecteur devient rapidement négligeable.

3.2 CLUTTER DE MER

Le pouvoir réflecteur du clutter de mer, dépend de plusieurs paramètres qui sont :

- l'incidence de l'onde;
- la hauteur des vagues, elle-même liée à la vitesse du vent;
- la longueur d'onde utilisée.

L'analyse du phénomène est assez complexe, et les résultats d'expérience ne coïncident pas toujours, les conditions de mesure étant difficiles à reproduire.

En conséquence, les modèles proposés ne pourront être qu'approximatifs.

3.2.1 Incidences élevées > 60°

Aux incidences élevées (*supérieures à 60°*), le pouvoir réflecteur de la mer est très important. Il semble que l'agitation de la mer, et la longueur d'onde utilisée n'aient pas une influence nettement établie. D'autres paramètres peuvent intervenir, en particulier l'ouverture angulaire du faisceau radar.

Nous pourrions retenir comme valeur moyenne :

$$\sigma_0 = 5 \text{ m}^2/\text{m}^2$$

les valeurs observées se situant entre 1 et 30 m^2/m^2 .

3.2.2 Incidences faibles et moyennes 0,1 à 60°

À ces incidences, l'agitation de la mer et la longueur d'onde utilisée ont une influence certaine.

Les expérimentations dont les résultats sont publiés montrent que :

- σ_0 croît avec l'agitation de la mer;
- σ_0 décroît avec la longueur d'onde.

Le modèle de pouvoir réflecteur proposé est un modèle de la forme :

$$\sigma_0 = k \cdot \frac{W^\alpha}{\lambda^\beta}$$

- k : coefficient;
- W : vitesse du vent;
- λ : longueur d'onde.

Les résultats publiés dans la littérature se réfèrent souvent à l'état de la mer, ou « *Sea-State* », rapporté à une échelle graduée de 0 à 8 (dite parfois échelle DOUGLAS, à ne pas confondre avec l'échelle BEAUFORT qui elle, caractérise l'agitation de l'air).

a Correspondance : état de la mer, vitesse du vent, hauteur des vagues

Les relations état de la mer-hauteur des vagues sont bien établies, par contre on rencontre une certaine dispersion dans les relations état de la mer-vitesse du vent.

Pour notre part nous proposons les résultats « *lissés* » à partir de la relation pratique suivante entre hauteur moyenne des vagues et vitesse du vent :

$$H = 2,4 \cdot 10^{-2} \cdot W^2$$

Avec :

- H ; hauteur des vagues en mètres;
- W : vitesse du vent en mètre/seconde.

D'où le tableau ci-dessous :

Force vent	État de la mer Sea state		Hauteur des vagues en pieds	Hauteur des vagues en mètre	Vitesse du vent en m/s
0 – 1	0	calme	< 0,25	< 0,07	< 1,75
2	1	faible à modérée	0,25 à 1	0,07 à 0,3	1,75 à 3,5
3	2		1 à 3	0,3 à 0,9	3,5 à 6
4	3		3 à 5	0,9 à 1,5	6 à 8
5	4	agitée	5 à 8	1,5 à 2,4	8 à 10
6	5	très agitée	8 à 12	2,4 à 3,7	10 à 12,5
7	6	forte	12 à 20	3,7 à 6,1	12,5 à 16
8 – 9	7	très forte	20 à 40	6,1 à 12,2	16 à 22,5
10 à 12	8	tempête	> 40	> 12,2	> 22,5

b Recherche d'un modèle à l'incidence 3°

Les données exploitées, fournies en particulier par NATHANSON page 235 permettent d'établir le modèle suivant en polarisation horizontale :

$$\sigma_0 = 4 \cdot 10^{-6} \frac{W^{2,6}}{\lambda}$$

- σ_0 : pouvoir réflecteur de la mer en m^2/m^2 ;
- W : vitesse du vent en m/s ;
- λ : longueur d'onde en cm.

Ce modèle recoupe les résultats de mesure à mieux que 2 dB près.

c Variation en fonction de l'incidence

La loi théorique souvent citée (γ coefficient, Ψ incidence) :

$$\sigma_0 = \gamma \sin \Psi$$

semble assez mal suivie en pratique.

L'exploitation systématique des résultats de mesure précédemment cités (cf. NATHANSON) permet d'établir la correspondance moyenne suivante :

Ψ degrés	0,1	0,3	1	3	10	30	60
$\sigma(\Psi)/\sigma(3)$ dB	- 14	- 10	- 3	0	+ 4	+ 11	+ 23

d'où le modèle général proposé :

$$\sigma_0(\psi) = \frac{K(\psi) \cdot W_{m/s}^{2,6}}{\lambda_{cm}}$$

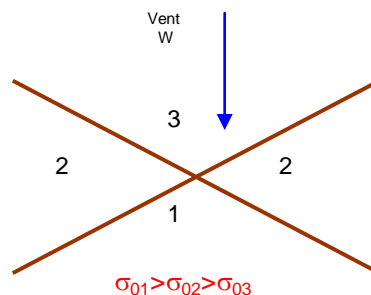
Avec :

Ψ degrés	0,1	0,3	1	3	10	30	60
$K(\Psi)$ dB	- 68	- 64	- 57	- 54	- 50	- 43	- 31

Ces résultats ont été confrontés avec ceux publiés par BARTON ; la correspondance est assurée à mieux que 2 dB près pour les incidences comprises entre 10 et 60°.

d Effet de la polarisation des ondes et de la direction du vent

Les relations précédentes sont données « sous le vent » de la cible en polarisation horizontale (zone 1 sur le schéma). Au vent de la cible σ_0 décroît de 7 à 8 dB, par vent de travers, σ_0 décroît de 3 à 4 dB.



Le pouvoir réflecteur de la mer aux incidences faibles est en général plus faible en polarisation horizontale (la plus utilisée), qu'en polarisation verticale. Des atténuations supplémentaires de l'ordre de 6 dB ont été notées en polarisation circulaire.

Ces variations sont des valeurs moyennes constatées en pratique à considérer avec prudence. D'ailleurs tous les auteurs ne sont pas d'accord entre eux sur ce sujet.

3.2.3 Cas des radars de surface

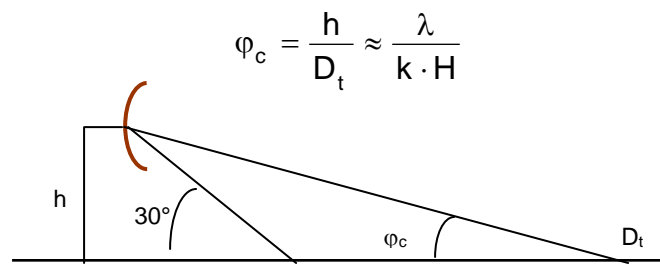
Les expérimentations faites avec des radars à impulsion, ont montré que σ_0 reste sensiblement constant jusqu'à une distance de transition D_t , puis varie ensuite en $(D_t/D)^4$, lorsque des phénomènes d'interférence se produisent entre rayonnement direct et rayonnement réfléchi.

Un modèle couramment admis est le modèle de KATZIN, pour lequel la distance de transition est donnée par la relation :

$$D_t \cong \frac{k \cdot h \cdot H}{\lambda}$$

- D_t : distance de transition en m ;
- h : hauteur de l'aérien au-dessus de la mer en m ;
- H : hauteur des vagues en m ;
- λ : longueur d'onde en cm ;
- k : dépend de l'angle de vision des vagues en moyenne :
 - $k = 200$ pour l'Atlantique ;
 - $k = 300$ pour la Méditerranée.

Le pouvoir réflecteur de la mer entre 0 et D_t peut donc être considéré comme la valeur moyenne des $\sigma_0(\Psi)$ pour des incidences allant des moyennes aux très faibles, avec une influence dominante des incidences faibles. L'incidence minimale est donnée par :



Soit pour : $\lambda = 10$ cm ; $H = 1$ m ; $k = 300$.

$$\varphi_c \approx 2^\circ$$

Les incidences rencontrées varient dans le domaine d'exploration du radar entre 1° et 30° , nous retiendrons comme « *angle moyen* » la valeur de 10° , ce qui permet de donner comme valeur moyenne de σ_0 :

$$\sigma_{0m} = 10^{-5} \frac{W^{2,6}}{\lambda}$$

avec : W en m/s et λ en cm.

PROPRIETES CARACTERISTIQUES DU CLUTTER

Cette relation peut être mise sous une autre forme, si on se souvient de la correspondance établie entre la vitesse du vent W et la hauteur des vagues H :

$$H_m = 2,4 \cdot 10^{-2} W_{m/s}^2$$

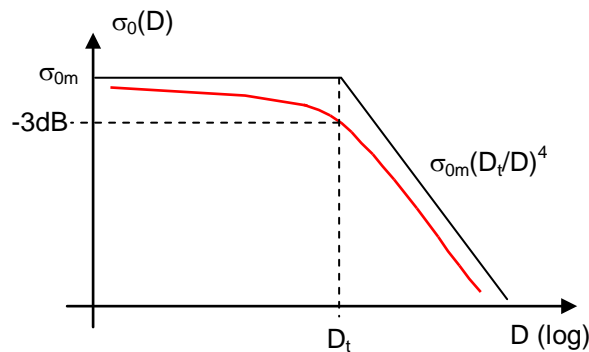
Ce qui permet d'écrire (à 1 dB près) :

$$\sigma_{0m} \cong 10^{-3} \frac{H^{1,3}}{\lambda}$$

avec H en m et λ en cm.

En outre, nous savons que :

$$\begin{aligned} \sigma_0(D) &\cong \sigma_{0m}, \text{ pour : } D < D_t \\ \sigma_0(D) &\cong \sigma_{0m}(D_t/D)^4, \text{ pour : } D > D_t \end{aligned}$$



Cette forme pourra être décrite par la relation empirique :

$$\sigma_0(D) = \frac{\sigma_{0m}}{1 + (D/D_t)^4}$$

3.2.4 Détection d'un objet ponctuel au dessus de la mer

On retiendra également que cette distance de transition existe également quant à la puissance réfléchiée par un objet ponctuel situé à une hauteur H' , au-dessus de la mer.

Dans ce cas le coefficient k est de l'ordre de 500 et la relation devient :

$$D'_t \cong \frac{500 \cdot h \cdot H'}{\lambda}$$

Elle est liée à la présence des feuilles d'interférences de l'antenne dues à la réflexion des ondes sur la mer.

3.3 CLUTTER DE SOL

3.3.1 Incidences élevées

Aux incidences élevées ($> 60^\circ$), le pouvoir réflecteur du sol peut atteindre des valeurs de l'ordre de 1 à $10 \text{ m}^2/\text{m}^2$, dépendant de la longueur d'onde et de la nature du sol. Différents modèles théoriques ont été proposés, qui recourent la réalité à quelques décibels près.

3.3.2 Cas des radars de surface

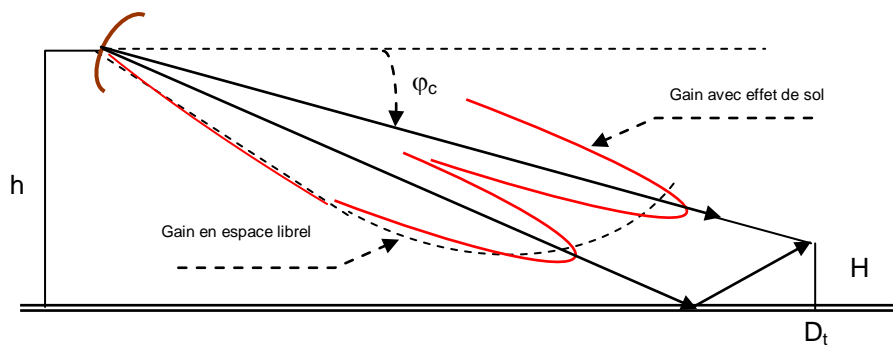
a Relief proche

Le phénomène de transition cité dans le cas de la propagation au-dessus de la mer, pour un objet ponctuel, existe également dans la zone proche d'un radar de surface si le relief qui l'entoure n'est pas trop tourmenté.

En effet, la diminution apparente de l'énergie reçue d'échos situés aux sites faibles est le résultat visible du creux du diagramme d'antenne au site zéro lié à l'effet de sol (cf. chapitre 11 § 3-1-3). On retiendra donc la règle pratique :

$$D_T \approx \frac{500 \cdot h \cdot H}{\lambda}$$

comme applicable en zone proche aux radars de surface.



b Cas des remontées de relief

Le mode de représentation précédent s'applique aux remontées de relief pour les sites positifs et on pourra dire que le relief est vu par le radar s'il est situé à l'intérieur d'une distance de transition dépendant de la hauteur H du relief par rapport au radar selon la formulation précédente.

D'autres conditions pratiques, liées à la géographie du lieu et à la rotondité de la terre, peuvent venir modifier ce modèle très théorique.

c Estimation du paramètre σ_0 moyen

Les tentatives faites pour définir la loi de variation de σ_0 avec la fréquence donnent dans l'ensemble des résultats peu cohérents. Il semble que dans la gamme des longueurs d'ondes radar, σ_0 varie approximativement comme $1/\lambda$.

L'influence de l'ondulation du relief est plus difficile à établir car la nature du terrain, la végétation, les conditions météorologiques (sol mouillé, présence de neige, etc.) ont une influence.

L'exploitation des résultats publiés par NATHANSON et SKOLNIK révèle dans la recherche de lois simples une dispersion pouvant atteindre 10 dB ; néanmoins :

- la loi en $1/\lambda$ semble rester une approximation raisonnable ;
- la rugosité du sol joue pour environ 10 dB ;
- la nature du relief observé a une action prépondérante, car même aux sites très faibles, les accidents de terrain (effet de facettes), les obstacles (rochers, arbustes, maisons), créent des zones de réflexion d'autant plus importantes que le relief est tourmenté.

Nous proposerons donc un modèle théorique, valable au niveau de l'avant-projet, de la forme :

$$\sigma_{os} = \frac{K}{\lambda}$$

- λ longueur d'onde en cm ;
- K coefficient moyen pour les incidences comprises entre 1 et 30° dépendant de la nature du site observé et de l'ondulation moyenne du relief (ΔH) à l'intérieur de cette zone.

On propose :

$$K = 2 \cdot 10^{-3} \Delta H^{1,3}$$

$$\sigma_{os} = \frac{K}{\lambda} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\Delta H^{1,3}}{\lambda}$$

En zone proche, on écrira en outre :

$$\sigma_0(D) = \frac{\sigma_{os}}{1 + (D/D_t)^4}$$

En zone de remontées de relief on prendra (incidence $\leq 3^\circ$) :

$$\frac{\sigma_{os}}{3} \geq \sigma_0 \geq \frac{\sigma_{os}}{6}$$

Ce modèle reste réaliste aux longueurs d'ondes millimétriques.

A noter que l'état du sol a aussi une importance. En particulier si la neige sèche change peu le pouvoir réflecteur du sol, la neige mouillée peut l'augmenter de 3 à 6 dB. Le graphique suivant résume les cas typiques de coefficient réflecteur :

K		ΔH en m
10^0	Grands immeubles, falaises, crêtes et cotes rocheuses	120
10^{-1}	Lisières des forêts, relief montagneux, petites agglomérations	20
10^{-2}	Intérieur des forêts, vignes, taillis, désert, dunes	3.5
$2 \cdot 10^{-3}$	Champs, prairies, marais, plages	1.0
$2 \cdot 10^{-4}$	Plans d'eau, routes, pistes	0.2

Au stade de l'avant-projet on pourra prendre K entre $5 \cdot 10^{-3}$ (campagne) et $5 \cdot 10^{-2}$ (petits reliefs, agglomérations).

d Dispersion de σ_{os} autour de sa valeur moyenne

σ_{os} est le pouvoir réflecteur moyen du clutter dépassé dans 50 % environ de la surface occupée par les échos de sol. Une dispersion assez importante est constatée en pratique par rapport à cette valeur moyenne, nous noterons que, en première approximation :

- 10 % des échos ont un pouvoir réflecteur supérieur à $\sigma_0 + 20$ dB ;
- 30 % des échos ont un pouvoir réflecteur supérieur à $\sigma_0 + 10$ dB ;

- 30 % des échos ont un pouvoir réflecteur inférieur à $\sigma_0 - 10$ dB ;
- 10 % des échos ont un pouvoir réflecteur inférieur à $\sigma_0 - 20$ dB.

D'où un taux de remplissage assez faible du clutter de sol, dès que l'on s'éloigne de la zone très proche du radar.

En prenant comme région de référence, la couronne comprise entre la zone aveugle du radar et la distance maximale occupée par le clutter, on notera que le taux de remplissage du clutter de sol, qui est de 30 à 50 % dans la zone proche, tombe globalement vers 5 à 10 % dès que le relief devient tourmenté, la zone globale occupée par le clutter augmentant, bien sûr, avec le relief.

3.3.3 Incidences moyennes

Aux incidences moyennes, il semblerait que le modèle de pouvoir réflecteur moyen du clutter de sol soit de la forme.

$$\sigma_s(\psi) = \gamma_s \sin \psi$$

Cette formulation est notamment citée par NATHANSON (*page 271*). L'exploitation des résultats expérimentaux publiés, confirme en première approximation les dépendances de γ en fonction de λ . Nous extrapolerons le modèle choisi en 3.3.2 en écrivant pour l'incidence de 10 degrés :

$$\gamma_s \approx \frac{6K}{\lambda} = 1,2 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{\Delta H^{1,3}}{\lambda}$$

La dispersion moyenne par rapport à ce modèle est de l'ordre de ± 5 dB. Par ailleurs, les dispersions de γ autour de sa valeur moyenne γ_s seraient du même ordre de grandeur que celles déjà citées pour σ_{0s} .

4 AUTRES PROPRIETES DU CLUTTER

4.1 FLUCTUATION

La réflexion des ondes sur la mer et le clutter atmosphérique, est le cas type de la réflexion sur une cible complexe composée d'un grand nombre de réflecteurs élémentaires indépendants.

En nous reportant au chapitre 10 (*paragraphe 12.1, influence de la fluctuation des cibles*) on peut donc écrire que la puissance réfléchi par ce type de clutter suit une loi de Laplace de moyenne P_0 .

Soit la **densité de probabilité de la puissance reçue** :

$$f(p) = \frac{1}{P_0} \exp \left\{ -\frac{P}{P_0} \right\}$$

Il en résulte que **l'amplitude V du signal** réfléchi par le clutter suit une loi de probabilité de densité (*cf. chapitre 10 paragraphe 8.1.3*).

$$g(v) = \frac{2V}{P_0} \exp \left\{ -\frac{V^2}{P_0} \right\}$$

Dans le cas des échos de sol, cette loi n'est pas entièrement vérifiée, en effet, à la composante aléatoire du signal, se superpose une composante stable due à la réflexion diffuse sur des

éléments dont la fluctuation de position est faible devant la longueur d'onde du radar, ou due à la réflexion des ondes sur des réflecteurs bien définis.

NOTA :

On a posé dans la transformation $P = V^2$, ce qui fait que P est ici la puissance « vidéo » du clutter ou V la tension efficace (sous porteuse : $P = V^2/2$).

Différents modèles de fluctuation ont été proposés, le plus couramment utilisé consiste à conserver la loi de Laolace pour l'élément fluctuant et à définir un rapport :

$$\mu^2 = \frac{\text{Puissance réfléchie par les éléments stables}}{\text{Puissance réfléchie par les éléments fluctuants}}$$

En toute rigueur, μ^2 dépend de la longueur d'onde, et varie sensiblement comme $1/\lambda$. Des valeurs typiques de μ^2 sont :

- terrains rocheux : $\mu^2 \cong 30$;
- terrains boisés :
 - vent faible (5m/s) : $\mu^2 \cong 5$;
 - vent moyen (10m/s) : $\mu^2 \cong 1$;
 - vent fort (20m/s) : $\mu^2 \cong 0$.

4.2 SPECTRE

Un autre paramètre caractéristique du clutter est son spectre, pour lequel des modèles théoriques sont proposés ci-après.

4.2.1 Hypothèses théoriques générales

Le spectre de puissance des échos de clutter suit approximativement une loi de Gauss :

$$\Phi(f) = \Phi_0 \exp \left\{ -a \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right\}$$

- ϕ : en Watt/Hertz ;
- f : déviation de fréquence mesurée à la fréquence f_0 ;
- f_0 : fréquence émise ;
- ϕ_0 : densité de puissance à la fréquence f_0 souvent prise égale à 1, dans les calculs ;
- a : coefficient sans dimension.

Une forme mieux adaptée à l'analyse physique du phénomène s'écrit :

$$\Phi(f) = \Phi_0 \exp \left(-\frac{f^2}{2\sigma_f^2} \right)$$

où σ_f est l'écart type de la déviation de fréquence.

$$\sigma_f = \frac{f_0}{\sqrt{2a}}$$

On peut alors relier ce paramètre à l'écart type de la vitesse du clutter, en appliquant l'équation

de la fréquence doppler à σ_f :

$$\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda}$$

σ_v est un paramètre qui normalement est indépendant de la longueur d'onde utilisée, et peut donc servir plus aisément à qualifier le spectre des échos de clutter. L'expression de σ_v en fonction de a est la suivante :

$$\sigma_v = \frac{\lambda\sigma_f}{2} = \frac{C \cdot \sigma_f}{2 \cdot f_0} = \frac{C}{\sqrt{8a}}$$

$$\sigma_v = \frac{C}{\sqrt{8a}} = \frac{1,06 \cdot 10^8}{\sqrt{a}}$$

- σ_v : en mètres/seconde,
- a : coefficient sans dimension.

4.2.2 Données pratiques

Le tableau suivant donne les valeurs caractéristiques de σ_v d'après des résultats de mesure, notamment publiés par BARTON (*page 100*)

Type de clutter	W nœuds	W m/s	a	σ_v m/s	$\sigma_f \cdot \lambda$ Hz.cm
terrain boisé	< 10	< 5	$3,9 \cdot 10^{19}$	$2 \cdot 10^{-2}$	4
	10	5	$7,2 \cdot 10^{18}$	$4 \cdot 10^{-2}$	8
	20	10	$2,3 \cdot 10^{17}$	$22 \cdot 10^{-2}$	44
	40	20	$1,1 \cdot 10^{17}$	$32 \cdot 10^{-2}$	64
mer	8	4	$5 \cdot 10^{16}$	$45 \cdot 10^{-2}$	90
	20	10	10^{16}	$105 \cdot 10^{-2}$	210
nuages et pluie	d'après Goldstein Barlow		$3 \cdot 10^{15}$	$194 \cdot 10^{-2}$	388
			$0,7 \cdot 10^{15}$	$400 \cdot 10^{-2}$	800
			$2,8 \cdot 10^{15}$	$200 \cdot 10^{-2}$	400
chaff	0	0	$8 \cdot 10^{16}$	$38 \cdot 10^{-2}$	76
	10	5	$1,4 \cdot 10^{16}$	$90 \cdot 10^{-2}$	180
	25	12,5	$0,7 \cdot 10^{16}$	$126 \cdot 10^{-2}$	250
			10^{16}	$106 \cdot 10^{-2}$	212

4.2.3 Lois empiriques

Les données précédentes ont été confrontées avec celles de l'ouvrage de F.E. NATHANSON, et des lois empiriques, sont proposées pour chaque type de clutter.

Ces lois concerneront en fonction de la vitesse du vent W (toutes les données sont en m/s) :

- l'écart type de la vitesse du clutter (*spectre supposé gaussien*) : σ_v ;
- sa vitesse moyenne V_0 .

a Clutter de sol

Des résultats publiés, on peut en déduire les lois pratiques suivantes :

$$V_{0\text{-sol}} = 0 \quad , \quad \sigma_{v \text{ sol}} \cong 0,015 W$$

b Clutter de mer

Des résultats publiés, on peut en déduire les lois pratiques suivantes :

$$\sigma_{g \text{ mer}} \cong 0,105 W$$

Des résultats publiés, on peut en déduire les lois pratiques suivantes pour un vent axial :

$$\begin{aligned} \text{polarisation verticale : } V_0 \text{ mer} &\cong 0,13 w \\ \text{polarisation horizontale : } V_0 \text{ mer} &\cong 0,8\sqrt{w} \end{aligned}$$

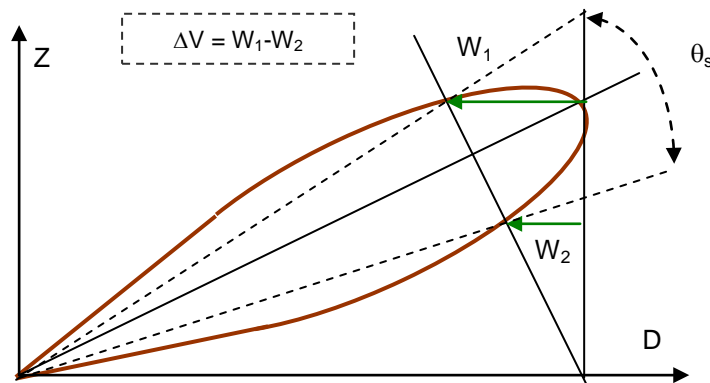
c Clutter atmosphérique

c.1 gradient du vent en fonction de l'altitude

En régime laminaire, la vitesse du vent croît linéairement avec l'altitude ; le faisceau radar échantillonne donc un certain domaine de vitesse de clutter comme le montre la figure de la page suivante. La dispersion de vitesse en résultant est donc proportionnelle à l'ouverture du faisceau θ_s et à la distance D , par contre le gradient de vent ne semble pas dépendre de sa vitesse moyenne.

Dans le cas des radars panoramiques, le gradient moyen de vitesse est de 4 m/s/km.

Soit si θ_s (*en degré*) est l'ouverture du lobe d'antenne en site à 3 dB, un écart de vitesse dans le « lobe utile » à une distance D (*en km*) du radar :



$$\Delta V_g = \frac{4}{57} D \cdot \theta_s = 7 \cdot 10^{-2} D \cdot \theta_s$$

Par ailleurs, on sait que le gain en site de l'aérien peut, dans le lobe principal, s'écrire sous la forme :

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

Il en résulte que le spectre de puissance du clutter intercepté (*proportionnel à G^2*) aura pour expression :

$$\Phi(v) = \exp\left\{-5,6 \left(\frac{V}{\Delta V_g}\right)^2\right\} = \exp\left\{-\frac{V^2}{2\sigma_g^2}\right\}$$

avec σ_g écart type de la fluctuation du clutter dû au gradient de vent, d'où :

$$\sigma_g = \frac{\Delta V_g}{\sqrt{11,2}} \cong 0,3 \Delta V_g$$

soit :

$$\sigma_g \cong 2,1 \cdot 10^{-2} D \cdot \theta_s$$

- σ_g en m/s ;
- D distance observée en km ;
- θ_s ouverture à 3 dB en site de l'aérien en degrés.

Par ailleurs la hauteur des précipitations est limitée. Nous avons choisi une hauteur moyenne de 3 000 m (cf. paragraphe 2.2.3) et pris en compte le gradient moyen de vitesse de 4 m/s/km..

D'où une majorante de σ_g :

$$\sigma_{g \max} = 0,3 \cdot 4 \cdot Z_{\max}$$

$$\sigma_{g \max} = 1,2 \cdot Z_{\max}$$

- $\sigma_{g \max}$ en m/s ;
- Z_{\max} en km.

applicable dans le cas des radars à lobes larges en site ou des radars panoramiques.

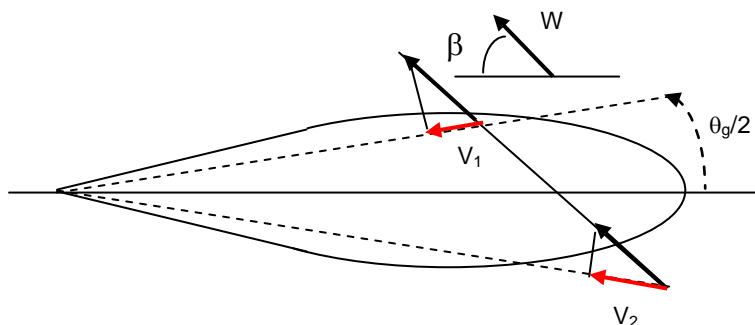
c.2 turbulences du vent

Au gradient de vent cité précédemment se superposent des turbulences. Celles-ci ont pour effet d'ajouter un terme de dispersion de vitesse d'écart type.

$$\sigma_t \cong 1 \text{ m/s}$$

c.3 effet de la largeur de lobe en azimuth

Du fait de la largeur azimuthale du lobe d'antenne, l'ensemble du clutter intercepté par le radar n'est pas vu sous la même vitesse radiale, comme le montre la figure ci-après :



D'où la dispersion de vitesse radiale dans le lobe à 3 dB en gisement de l'aérien

$$V_2 - V_1 = \Delta V_{az} = W \left(\cos(\beta - \theta_{g/2}) - \cos(\beta + \theta_{g/2}) \right)$$

$$\Delta V_{az} \cong W \cdot \theta_g \cdot \sin \beta$$

Soit, en posant $\sigma_{az} = 0,3 \Delta V_{az}$ et en exprimant θ_g en degrés :

$$\sigma_{az} \cong 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot W \cdot \theta_g \cdot |\sin \beta|$$

- W : vitesse du vent en m/s ;
- θ_g : lobe à 3 dB en gisement de l'aérien en degrés ;
- β : angle : vent / axe radar. ($\sin \beta \leq 1$. $\sin \beta = 1$ lorsque le vent est de travers).

c.4 dispersion de vitesse des gouttes de pluie

La vitesse moyenne des gouttes de pluie est de 9 m/s, la dispersion de vitesse de ces gouttes ayant un écart type d'environ 1 m/s. D'où si ψ est le site moyen visé par le radar, une dispersion de vitesse d'écart type σ_p en m/s :

$$\sigma_p = \sin \psi$$

c.5 synthèse

Les différentes causes de fluctuation de vitesse du clutter atmosphérique sont indépendantes ; on peut donc considérer que ces fluctuations s'ajoutent quadratiquement et écrire :

$$\sigma_v = \sqrt{\sigma_g^2 + \sigma_t^2 + \sigma_{az}^2 + \sigma_p^2}$$

Ceci revient en d'autres termes (cf. chapitre 13 paragraphe 5.3.2) à confondre « spectre » de puissance, ou puissance portée par chaque vitesse de clutter, et probabilité pour que cette vitesse soit atteinte. Cette interprétation est très réaliste.

Par ailleurs, on peut considérer que l'ensemble du clutter se déplace à la vitesse moyenne du vent, soit pour un vent axial :

$$V_{0-atm} = W$$

c.6 exemple

$$D = 150 \text{ km} \quad , \quad \theta_s = \theta_g = 2^\circ \quad \psi = 1^\circ \quad W = 20 \text{ m/s}$$

$$\sigma_g = 4,2 \text{ m/s} \quad , \quad \sigma_t = 1 \text{ m/s} \quad , \quad \sigma_{az} = 0,2 \text{ m/s} \quad , \quad \sigma_p \text{ négligeable}$$

$$\sigma_v \cong 4,3 \text{ m/s}$$

valeur en accord avec celle du tableau du paragraphe 4.2.2.

4.3 FONCTION D'AUTOCORRELATION

La fonction d'autocorrélation d'un signal, est la transformée de Fourier de sa densité spectrale $\phi(f)$.

Dans le cas du clutter, nous avons admis que le spectre de puissance du clutter pouvait être modélisé par une loi de Gauss de la forme :

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

En ne tenant compte que de la dispersion en fréquence de $\phi(f)$, on peut calculer sa transformée de Fourier :

$$\rho(\tau) = \rho_0 \exp \left\{ - (2 \cdot \pi \cdot \sigma_f)^2 \frac{\tau^2}{2} \right\} = \rho_0 \exp \left\{ \frac{-\tau^2}{2\sigma_\tau^2} \right\}$$

qui est la fonction d'autocorrélation du clutter

σ_τ (*écart type*) est le **rayon de corrélation du clutter**, il peut s'exprimer par les relations :

$$\sigma_\tau = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma_f} = \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot \sigma_v} = \frac{\sqrt{a}}{4,45 \cdot f_0}$$

Par exemple pour $\lambda = 10$ cm, des valeurs typiques sont :

Nature clutter	σ_f Hz	σ_τ sec
sol	4	$40 \cdot 10^{-3}$
mer	20	$8 \cdot 10^{-3}$
nuages	80	$2 \cdot 10^{-3}$

A noter que σ_f dépend en fait de plusieurs paramètres que nous allons résumer en reprenant et complétant les notations du chapitre 13 :

- spectre propre du clutter σ_{fc} qui varie en $1/\lambda$;
- spectre lié à la rotation d'antenne $\sigma_{fa} = 0,27/T_0$;
- spectre lié au déplacement du porteur $\sigma_{fv} = V_A \theta_g \sin(g)/\lambda$.

D'où le nombre d'échantillons indépendants de clutter que l'on pourra prendre pendant le temps de passage T_0 de l'aérien :

$$m = \frac{\sqrt{\sigma_{fc}^2 + \sigma_{fa}^2 + \sigma_{fv}^2}}{\sigma_{fa}}$$

Dès que l'on monte en fréquence, m peut devenir assez important et se rapprocher du nombre de coups au but. D'où une décorrélation importante du clutter, surtout valable pour les nuages et la mer, qui peut être mise à profit pour améliorer la visibilité du signal utile.

Le résultat est beaucoup moins net pour les échos de sol, qui contiennent un grand nombre d'échos ponctuels de même nature que les cibles à détecter, au moins pour les pouvoirs séparateurs en distance usuels.

Par ailleurs, les clutters de mer et atmosphérique, sont par essence la somme d'éléments réfléchissants répartis aléatoirement dans un domaine d'espace étendu.

Donc a priori, l'amplitude instantanée du signal réfléchi par ces types de clutters varie rapidement et aléatoirement avec la longueur d'onde émise.

Cette propriété est vérifiée par l'expérience, et permet de considérer que le fond continu des clutters de mer et atmosphérique et à moindre titre du clutter de sol se comporte en fréquence aléatoire de la même manière que le bruit thermique.

On peut donc espérer une amélioration du rapport puissance signal utile/puissance clutter dans les fonds continus, par l'utilisation d'une fréquence aléatoire suivie d'une intégration après détection ou corrélation récurrence à récurrence, dans la mesure ou au niveau de chaque écho élémentaire, le rapport signal/clutter est suffisant.

Il faudra cependant disposer d'une bande totale suffisante pour que l'écart de fréquence ΔF , d'une impulsion à la suivante, soit significatif.

Dans le cas des échos de sol, cette opération aura l'inconvénient de renforcer les signaux parasites dus à des échos ponctuels, le bilan d'ensemble n'étant pas forcément positif.

4.4 NOTION PRATIQUE DE CONTRASTE

Les différents échos en présence sont supposés fluctuer selon une loi de Laplace de moyenne P_i puissance moyenne du signal considéré, et donc de variance P_i^2 , le problème posé étant de déterminer le contraste entre deux zones observées ou entre un écho remarquable et son environnement.

Les éléments perturbateurs peuvent être :

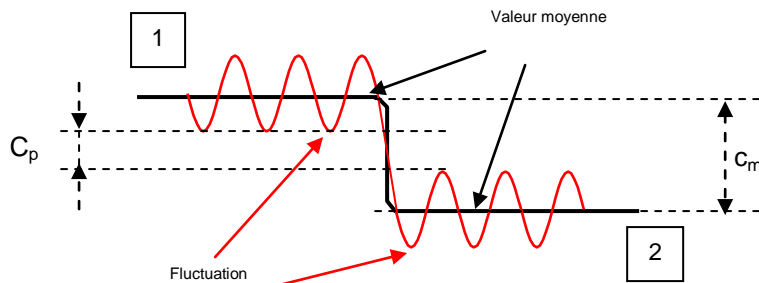
- du clutter de surface, sol ou mer (P_s) ;
- du clutter atmosphérique (P_a) ;
- le bruit thermique du radar (B).

Si P_o est la puissance issue de l'écho utile, le contraste moyen doit tenir compte des éléments perturbateurs. On pourra donc écrire en moyenne :

- puissance reçue dans la cellule observée : $S_1 = P_o + P_a + B$;
- puissance reçue dans les cellules voisines : $S_2 = P_s + P_a + B$;
- contraste moyen $C_m = S_1/S_2 = (P_o + P_a + B) / (P_s + P_a + B)$.

P_o pouvant être issu d'un écho ponctuel, d'une zone observée ou la somme des deux si le pouvoir séparateur du radar est plus grand que la taille de l'écho ponctuel.

Ce contraste moyen n'est atteint que pendant environ 50 % du temps car les différentes puissances comparées sont fluctuantes. Par exemple dans le cas d'observation de deux zones :



On définira un contraste pratique, garanti dans environ 75 % des cas par les relations ci-après exprimant le rapport :

$$C_p = \frac{S_1 - 0,25 \cdot \sigma_{S1}}{S_2 + 0,25 \cdot \sigma_{S2}}$$

Dans le cas d'un **seul écho par mesure**, fluctuations selon une loi de Laplace :

$$C_{pl} = \frac{P_o + P_a + B - 0,25 \cdot (P_o^2 + P_a^2 + B^2)^{1/2}}{P_s + P_a + B + 0,25 \cdot (P_s^2 + P_a^2 + B^2)^{1/2}}$$

Dans le cas d'un **radar aléatoire et N coups au but** :

$$C_{pn} = \frac{P_o + P_a + B - \frac{0,25}{\sqrt{N}} \cdot (P_o^2 + P_a^2 + B^2)^{1/2}}{P_s + P_a + B + \frac{0,25}{\sqrt{N}} \cdot (P_s^2 + P_a^2 + B^2)^{1/2}}$$

Dans le cas d'un **radar à fréquence fixe et post-intégration** ou de post-intégration par moyenne prise sur un ensemble de cellules voisines :

- la variance des échos de sol, fortement corrélée est inchangée¹ ;
- un moyennage peut réduire la variance des échos de mer ou atmosphériques dans un rapport maximum (cf. §. 4.3) :

$$M = \frac{\sigma_r}{\sigma_{fa}}$$

On pourra donc écrire :

$$C_{pm} = \frac{P_o + P_a + B - 0,25 \cdot \left(\frac{P_o^2}{M_o} + \frac{P_a^2}{M_a} + \frac{B^2}{N} \right)^{1/2}}{P_s + P_a + B + 0,25 \cdot \left(\frac{P_s^2}{M_s} + \frac{P_a^2}{M_a} + \frac{B^2}{N} \right)^{1/2}}$$

Pour les échos de sol ou les échos ponctuels $M_o = M_s = 1$. Si le nombre de coups au but N , ou le nombre de cellules moyennées, est inférieur à M il faut alors prendre $M = N$.

1. Des échos non fluctuants peuvent être introduits, dans ce cas leur variance est nulle.