



HAL
open science

Etude d'un radar spatial pour la mesure des précipitations

M. Marzoug

► **To cite this version:**

M. Marzoug. Etude d'un radar spatial pour la mesure des précipitations. [Rapport de recherche] Note technique CRPE n° 163, Centre de recherches en physique de l'environnement terrestre et planétaire (CRPE). 1988, 97 p. hal-02191375

HAL Id: hal-02191375

<https://hal-lara.archives-ouvertes.fr/hal-02191375>

Submitted on 23 Jul 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

RP 256 (17)

C.N.R.S. - C.D.S.T.
BIBLIOTHEQUE
26 RUE BOYER
75971 PARIS CEDEX 20
FRANCE

**CENTRE NATIONAL D'ETUDES
DES TELECOMMUNICATIONS**

**CENTRE NATIONAL DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**CENTRE DE
RECHERCHES
EN PHYSIQUE DE
L'ENVIRONNEMENT
TERRESTRE
ET PLANETAIRE**

CRPE

**NOTE TECHNIQUE
CRPE/163**

**ETUDE D'UN RADAR SPATIAL POUR LA
MESURE DES PRECIPITATIONS**

JOE
vu

Par
M. MARZOUG



RPE/ABM
38-40, rue du Général Leclerc
92131 ISSY-LES-MOULINEAUX, FRANCE

18 AVR. 1989

DB 107873

CENTRE NATIONAL D'ETUDES
DES TELECOMMUNICATIONS
Centre Paris B

CENTRE NATIONAL DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
Département TOAE

**CENTRE DE RECHERCHES EN PHYSIQUE DE
L'ENVIRONNEMENT TERRESTRE ET PLANETAIRE**

NOTE TECHNIQUE CRPE/163

**ETUDE D'UN RADAR SPATIAL POUR LA MESURE
DES PRECIPITATIONS**

par

M. MARZOUG
RPE/ABM
38-40 rue du Général Leclerc
92131 ISSY-LES-MOULINEAUX

Le Directeur


R. GENDRIN

Le Directeur Adjoint


M. BLANC

Juin 1988

LISTE DE DIFFUSION SYSTEMATIQUE

LISTE COMPLEMENTAIRE

CNET

MM.	POITEVIN	Directeur du CNET
	THABARD	Directeur Adjoint du CNET
	COLONNA	Adjoint Militaire au Directeur du CNET
	VINCENT-CARREFOUR	Directeur des Programmes
	BLOCH	DICET
	THUE	DICET
MME	HENAFF	DICET
MM.	LOMBARD	PAB
	NOBLANC	PAB-BAG
	RAMAT	PAB-ETR
	GENDRIN	PAB-RPE
	BAUDIN	PAB-RPE
	BERTHELIER	PAB-RPE
	BIC	PAB-RPE
	BLANC	PAB-RPE
	LAVERGNAT	PAB-RPE
	ROBERT	PAB-RPE
	ROUX	PAB-RPE
MME	HAUSER	PAB-RPE
MM.	TESTUD	PAB-RPE
	LAURETTE	PAB-STC

CCETT/SRL	JOLIFE
LAB/DIR	GEORGEOT
LAB/MER	MARTIN
PAA/OGE	SCOGNAMIGLIO
PAB/RPE	AMAYENC
PAB/RPE	CASADEMONT
PAB/RPE	CREMIEU
PAB/RPE	DESCHANCIAUX
PAB/RPE	FAROUX
PAB/RPE	GABISON
PAB/RPE	GLOAGUEN
PAB/RPE	GONDEAU
PAB/RPE	LANCELIN
PAB/RPE	MON
PAB/RPE	SYLVAIN

Extérieur

CNES/DP-PARIS	LUCIANI
ENST	SERVICE DOCUMENTATION
GSTS-STRASBOURG	BECKER

CNRS

MM.	BERROIR	TOAE
	CHARPENTIER	SPI
MME	SAHAL	TOAE
MM.	COUTURIER	INSU
	GLASS	INSU

CNES

MM.	REVAH
	FELLOUS
MMES	AMMAR
	CHABREUIL
	DEBOUZY

Bibliothèques

CNET-SDI (3)
 CNET-EDB
 CNET-RPE (Issy) (5)
 CNET-RPE (St Maur) (2)
 Observatoire de Meudon
 CNRS-SA
 CNRS-CDST
 CNRS-LPCE

TABLES DES MATIERES

0_ INTRODUCTION -----	3
I_ METHODES DE MESURES DES PRECIPITATIONS DEPUIS L'ESPACE -----	5
1_ PRINCIPALES METHODES DE MESURES -----	5
2_ RAPPEL SUR LA MESURE RADAR -----	6
a_ Equation radar	
b_ Précision sur la mesure radar	
II_ ALGORITHMES DE RESTITUTIONS DES TAUX PRECIPITANTS -----	11
1_ INTRODUCTION -----	11
2_ LES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DE LA PLUIE -----	11
3_ PRESENTATION DES ALGORITHMES DE RESTITUTION -----	13
III_ LE RADAR SPATIAL : CONCEPT INSTRUMENTAL ET ANALYSE DES CONTRAINTES -----	19
1_ PARAMETRES INTERVENANT DANS LA DEFINITION DU SYSTEME -----	20
2_ BILAN DE LIAISON -----	21
3_ ANALYSE DES CONTRAINTES -----	23
a_ Nature des systèmes précipitants	
b_ L'écho de surface	
c_ Contraintes technologiques	
IV_ ECHANTILLONNAGE -----	29
1_ ETUDE DE LA COUVERTURE SPATIALE ET TEMPORELLE -----	29
a_ Fauchée	
b_ Orbite	
2_ ETUDE DE LA QUALITE DE L'ECHANTILLONNAGE -----	31
V_ DEFINITION DU SYSTEME PROPOSE -----	35
1_ TABLEAU DE FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT -----	35
2_ ETUDE D'UNE VERSION MINIMALE -----	36
a_ Caractéristiques essentielles	
b_ Possibilités d'amélioration	
3_ RADAR PROPOSE POUR LA MISSION BEST -----	40
a_ Version nominale	
b_ Versions optionnelles	
c_ Examen des aspects techniques	

VI_ CONCLUSION -----	57
----------------------	----

APPENDICES

A_ EQUATION RADAR -----	59
A.1_ ANTENNE -----	59
A.2_ EQUATION RADAR -----	61
B_ ECHANTILLONS INDEPENDANTS -----	65
B.1_ ETUDE DES ESTIMATEURS -----	65
B.2_ ELARGISSEMENT DU SPECTRE DOPPLER -----	67
C_ GEOMETRIE DU SYSTEME RADAR (en satellite) -----	69
D_ ECHO DE SURFACE (SOL OU OCEAN) -----	73
D.1_ DEVELOPPEMENT DE LA FORMULE (III.12) -----	73
D.2_ MODELES POUR σ^0 -----	77
E_ EQUATIONS DE L'ORBITE DU SATELLITE -----	79
F_ CONVERGENCE DE L'ALGORITHME ITERATIF VERS LA SOLUTION DE BORDAN-HITSCHFELD -----	85
G_ PRESENTATION DES LOGICIELS -----	87
G.1_ INTRODUCTION -----	87
G.2_ DESCRIPTION DES LOGICIELS -----	87
H_ LISTES DES SYMBOLES -----	91
REFERENCES -----	95

INTRODUCTION

La multiplication des satellites d'observation de la terre, la grande variété des mesures qui en résultent, témoigne de l'apport de ces observations au développement des sciences de la terre: la climatologie, l'océanographie, la terre solide, etc...

Les mesures satellitaires permettent d'étudier les phénomènes à moyenne et grande échelle et de couvrir les régions océaniques ou les régions difficilement accessibles aux instruments terrestres.

Dans le domaine de la climatologie, l'amélioration de la connaissance du bilan hydrique de l'atmosphère tropicale constitue l'une des étapes essentielles à réaliser pour progresser dans la compréhension des mécanismes du climat et de ses variations aux échelles allant du mois à quelques années. C'est en effet dans la région intertropicale que l'atmosphère subit le forçage le plus important à partir de l'absorption de l'énergie solaire, stockée en majeure partie sous forme de chaleur latente. La redistribution de cette énergie est ensuite effectuée via le cycle de l'eau par les phénomènes de condensation et des précipitations.

Partant de ces réflexions, le séminaire de prospective scientifique du CNES, tenu à Deauville en 1985 a abouti à une proposition d'expérience spatiale BEST (Bilan Energétique du Système Tropical) regroupant plusieurs laboratoires français, le CRPE, le LMD, le SA et le LOA. Ce projet de mission spatiale entend contribuer à l'amélioration de la compréhension globale du bilan énergétique dans les régions tropicales en mesurant des paramètres essentiels intervenant dans le cycle de l'eau: les transports, les flux de vapeur d'eau et les précipitations.

Par ailleurs, le programme expérimental GEWEX (Global Energy and Water cycle Experiment, 1987) a été suscité depuis 1986 par le Comité Scientifique Conjoint du PMRC (référence). Ce programme, à l'échéance 1995-2000, prévoit en addition à des mesures sols et in situ, la mise en oeuvre de systèmes spatiaux de deux types: des plate-formes en orbites polaires analogues à celles envisagée par le NASA ou l'Agence Spatiale Européenne et une plate-forme en basse inclinaison dédiée spécifiquement à l'observation des régions tropicales. Le projet BEST peut donc aussi être considéré comme un candidat possible pour cette dernière plate-forme.

Pour aborder l'étude du bilan hydrique en région tropicale, la mission BEST propose de regrouper un ensemble cohérent d'instruments complémentaires sur un satellite à basse inclinaison ($\approx 30^\circ$). La version minimale de la mission comprenait:

- Un radar pour la mesure des précipitations avec une haute résolution spatiale.
- Un radiomètre hyperfréquence multicanaux à large champ de vue, complétant les mesures de précipitation par radar et fournissant une estimation du contenu en vapeur d'eau.
- Un lidar Doppler pour la mesure des vents.

En option, avaient également été prévues des possibilités de mesures du profil vertical d'humidité par lidar à absorption différentielle, de mesures du vent par lidar pour l'observation des déplacements nuageux, et des mesures par radiométrie à large bande du flux solaire et infra-rouge au sommet de l'atmosphère.

Les études de définition des trois instruments ont été réparties entre les divers laboratoires participant au projet suivant leurs domaines de compétences et sont effectuées en liaison avec le Centre Spatial de Toulouse. Le CRPE est ainsi naturellement impliqué dans la définition du radar. Cet instrument est destiné essentiellement aux estimations des moyennes de précipitations sur une période de l'ordre d'un mois sur des régions de 500 Km x 500 Km; il permet aussi d'avoir une cartographie de précipitation sur une région donnée.

L'étude présentée ici concerne donc la définition d'un radar spatial de mesure des précipitations. Elle est développée dans le cadre d'un travail de thèse technologique sur bourse CNES depuis Octobre 1986. L'objectif essentiel de ce travail est de fournir une première définition du radar de la mission BEST. Elle repose essentiellement sur le développement de travaux de simulation de fonctionnement du radar et de ses performances sous les contraintes et exigences scientifiques et technologiques de la mission BEST.

Le contenu de la présente note technique est censé rappeler l'essentiel du travail accompli depuis un an et demi. On présente donc les fondements du problème, l'argumentation suivie pour définir les exigences de la mesure radar et la définition du système proposé avec les performances prévues. Ces éléments ont été intégrés à un rapport de présentation synthétique de la mission

BEST, en cours d'édition par le CNES (BEST 1988). On indique ensuite les points que l'on envisage d'approfondir ou de développer pour mener à terme la présente étude.

Le plan suivi est décrit ci-dessous.

Dans le chapitre I, on rappelle les principales méthodes de mesure des précipitations depuis l'espace et les fondements théoriques de la mesure radar.

Le chapitre II est consacré à la description des algorithmes de restitution des taux précipitants à partir des mesures radar. C'est une simple présentation de ces algorithmes; une étude comparative de simulation de leurs performances a été entreprise et sera relatée ultérieurement.

Le chapitre III donne une description des paramètres intervenant dans l'étude du système et les équations qui les relient. On examine ensuite le bilan de liaison pour les échos radar provenant de la pluie et des échos provenant du sol. Enfin, on étudie les contraintes scientifiques et technologiques que l'on doit respecter dans la définition du système.

Le chapitre IV est consacré aux problèmes d'échantillonnage dans la ceinture tropicale couverte par le satellite. On examine la grille de mesure obtenue pendant une période de temps qui résulte de la combinaison du mouvement du satellite et du balayage de l'antenne.

Le chapitre V présente les paramètres essentiels de définition et les performances du système étudié, appliqué au radar de la mission BEST.

Le chapitre VI conclut sur l'état actuel des travaux réalisés et présente les prolongements en cours.

Certains points nécessitant des calculs détaillés ont été développés dans les annexes A à F, l'annexe G présente les logiciels qui ont été développés pour simuler le fonctionnement et la mesure du radar, et l'annexe H liste les principaux symboles utilisés dans ce document.

I_ METHODES DE MESURES DE PRECIPITATION DEPUIS L'ESPACE

L'observation des précipitations est primordiale dans la compréhension et la prédiction des variations climatologiques. Le choix de la ceinture tropicale dans la mission BEST peut se justifier par la contribution capitale de cette zone dans les précipitations considérées à l'échelle du globe.

Les systèmes précipitants sont très complexes et variables, suivant les situations météorologiques, on peut distinguer plusieurs éléments structurels composant ces systèmes: (i) nuages non précipitants à sommet froid, de type cirrus. (ii) précipitations formées en phase liquide dans des nuages bas à sommet chaud où la phase glace est absente. (iii) stratification en altitude des régions de précipitations en phase glace et en phase liquide, séparées par la zone de fonte. (iv) gradient du taux de précipitation en fonction de l'altitude résultant soit de phénomènes d'évaporation sous les nuages, en air saturé (gradient positif) soit d'accroissement dû à l'orographie (gradient négatif). (v) juxtaposition au sein de larges systèmes, tels que les lignes de grains tropicales, des régions de pluies convectives et stratiformes correspondant à des taux précipitants très différents quant à leur intensité et à leur répartition spatio-temporelle.

Plusieurs techniques (VIS/IR, radiométrie, radar...) ont été envisagées pour estimer les taux précipitants à partir de l'espace. Ce chapitre rappelle ces différentes méthodes et expose, en particulier, les fondements scientifiques et la formulation mathématique de la mesure radar.

1_ PRINCIPALES METHODES DE MESURES

L'ensemble des techniques utilisables pour la mesure des précipitations depuis l'espace comprend l'imagerie visible et infrarouge (VIS/IR), les techniques "hyperfréquence" passives (radiométrie) ou active (radar), (Atlas 1981 et 1982).

a_ Imagerie satellitaire VIS/IR

Compte tenu des contraintes sévères imposées sur la masse, le volume et la consommation des instruments embarquables, les techniques VIS/IR ont été les premières à être utilisées. Ces techniques reposent sur l'observation de la brillance et de la hauteur des nuages pour estimer indirectement les précipitations. Elles ont été utilisées à partir de satellites défilants en orbites polaires ou géostationnaires (Barrett and Martin 1981, Negri et al 1984). Les résultats obtenus montrent, d'une part que ces techniques sont plus aptes à fournir une cartographie des aires de pluies qu'une estimation des taux précipitants, d'autre part que les estimations des taux précipitants sont d'autant meilleures qu'elles portent sur des surfaces importantes (plusieurs centaines de Km²) et des temps longs (de l'ordre du mois).

b_ Hyperfréquence passive (radiométrie)

L'utilisation des hyperfréquences passives pour la mesure des taux précipitants a fait l'objet de nombreuses investigations (voir par exemple Wilheit 1977, 1982 et 1986). On distingue deux modes de fonctionnement : le mode "absorption" et le mode "diffusion". On rencontre le premier mode pour les fréquences au-dessous de 22 GHz et le second mode au-delà de 60 GHz. Entre 22 et 60 GHz Ces deux modes coexistent.

Dans le mode "absorption" le taux précipitants est relié à la température de brillance par l'intermédiaire des processus d'absorption et d'émission. La connaissance de la hauteur de la pluie est nécessaire pour l'estimation du taux précipitant moyen. Par exemple une erreur d'un Km sur la hauteur de la pluie peut conduire à des erreurs de 100% environ. Les taux précipitants détectables sont limités supérieurement par l'existence d'un effet de saturation (vers 20 mm/h à 19 GHz et 50 mm à 5-10 GHz) et inférieurement par la contribution à la température de brillance de l'effet de diffusion par la vapeur d'eau ou les gouttelettes en suspension (seuil de détectabilité vers 2-5 mm/h). L'utilisation de plusieurs canaux de mesure à des fréquences bien choisies permet d'éliminer cette contribution.

Dans le mode "diffusion" (35-183 GHz), le radiomètre est sensible à la diffusion des hydrométéores dans toute la colonne de pluie. Ce mode reste très qualitatif car, d'une part l'interprétation nécessite une modélisation détaillée des paramètres microphysiques caractérisant

les diffuseurs (taille, type et forme des particules de glace) et d'autre part, la relation entre la présence de la glace en altitude et la précipitation au sol varie fortement suivant les caractéristiques globales ou partielles des systèmes précipitants observés (pluies convectives, stratiformes, chaudes, etc...). Les conditions les plus favorables sont les pluies fortement convectives à grande extension verticale où les hydrométéores en phase glace sont présents en altitude.

Le mode "absorption" est utilisable surtout au-dessus de l'océan alors que le mode "diffusion" est utilisable au-dessus du sol et de l'océan. Le remplissage inhomogène du lobe peut conduire à des biais importants, dans les deux modes, lorsque la résolution horizontale n'est pas suffisamment fine.

c_ Hyperfréquences actives (radar)

Un radar spatial pour mesurer les précipitations n'a pas encore vu le jour. Cependant, au cours de la dernière décennie, il y a eu plusieurs études sur le concept instrumental (voir Eckerman 1975 et 1981, Okamoto 1979) et sur les algorithmes de restitution du taux précipitants (voir Meneghini 1987, Goldhirsh 1988, Fujita 1983 et 1985, Atlas 1984, etc...).

L'interaction de l'onde émise par le radar avec les particules de précipitation se traduit par des effets de rétrodiffusion et d'atténuation. Le principe de la mesure radar consiste à estimer l'un de ces deux effets ou les deux à partir de l'écho reçu par le radar, et de les relier aux taux précipitants via des relations empiriques ou analytiques.

L'attrait majeur de cette technique est de permettre à priori la reconstitution du profil des taux précipitants en fonction de l'altitude, au-dessus de l'océan comme au-dessus des terres émergées. La gamme détectable dépend essentiellement de la fréquence utilisée. L'atténuation croissante du signal avec le taux précipitant limite la possibilité de la détection des taux forts surtout pour les fréquences élevées (> 15 GHz).

d_ Conclusion

Les différentes méthodes exposées ci-dessus présentent des limites et des inconvénients que l'on peut surmonter par l'utilisation simultanée des ces diverses techniques. En effet, les techniques visible et IR sont plus aptes à déterminer les zones de pluies qu'à estimer les taux précipitants. La radiométrie hyperfréquence permet de mesurer la pluie surtout au dessus des océans sans donner le profil des taux précipitants. Elle nécessite la connaissance de la hauteur de la pluie et souffre du problème du remplissage inhomogène du lobe. Le radar présente l'avantage de pouvoir déterminer un profil en altitude des taux de précipitations, d'estimer le contenu en eau, de localiser la bande brillante, et de fonctionner aussi bien au-dessus de la terre et des océans, cependant son champ de vue est réduit par rapport au radiomètre. Dans un couplage radar-radiomètre, le premier fournit au second la hauteur de la pluie et le degré d'inhomogénéité de la répartition du taux précipitant, et le radiomètre permet éventuellement d'optimiser le pointage du radar et de couvrir une zone plus grande.

2_ RAPPEL SUR LA MESURE RADAR

Dans ce paragraphe, on rappelle les fondements théoriques de la mesure des précipitations à l'aide d'un radar. On détermine l'équation du radar pour des cibles distribuées en général et les particules de nuage et de précipitations en particulier. Cette équation permet d'établir les paramètres mesurables par le radar. L'écho reçu par le radar est un signal fluctuant en raison du mouvement aléatoire des cibles et on doit effectuer des moyennes sur plusieurs mesures pour réduire ces fluctuations. L'étude du passage des paramètres mesurés par le radar aux paramètres caractérisant les précipitations sera abordée au chapitre II.

a_ Equation radar:

On considère le cas d'un radar non cohérent à impulsion, l'énergie électromagnétique, émise sous forme d'impulsions très courtes et très puissantes, étant concentrée dans un faisceau étroit à l'aide d'une antenne directive. Après un délai de propagation, le radar à impulsion reçoit de façon continue des échos provenant des cibles (particules de nuage et de précipitations) interceptant le

faisceau. La durée de ce signal correspond à la traversée, aller et retour, par l'impulsion du volume contenant les diffuseurs. En échantillonnant le signal reçu, les particules qui contribuent, constructivement ou destructivement, à chaque échantillon sont situées dans un volume délimité par l'ouverture du faisceau et la durée de l'impulsion.

Le calcul de la puissance rétrodiffusée par les particules de pluie vers le radar a été développé en annexe A. En supposant que la réflectivité effective Z_e et le coefficient d'atténuation k sont uniformes dans la porte radar et que la distance r_0 entre le radar et le centre de cette porte est très supérieure aux dimensions du volume de résolution, l'équation radar est donnée par (voir annexe A):

$$P(r_0) = C \frac{|K|^2}{r_0^2 \lambda^2} Z_e(r_0, \lambda) \exp(-0.46 \int_0^{r_0} k(r_0, \lambda) dr) \quad (I.1)$$

La constante C dépend des caractéristiques du radar; elle est exprimée par:

$$C = \frac{\pi^2 G_0^2}{4^3} P_{tr} f_r(B) \frac{c\tau}{2} \iint_{\Omega} f^4(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (I.2)$$

Le coefficient d'atténuation k correspond à l'atténuation (absorption + diffusion) due aux particules de l'atmosphère (les hydrométéores, les gaz atmosphériques, etc...), pendant le trajet aller-retour de l'onde. Il est la somme des coefficients d'atténuation dus aux précipitations k_p , aux nuages k_c et aux gaz atmosphériques k_g .

L'atténuation due aux précipitations et aux nuages devient significative pour des longueurs d'ondes au-dessous de 10 cm, celle due aux gaz atmosphériques doit être considérée à partir de 1 cm (Battan 1973).

Le nombre 0.46 est introduit quand le coefficient d'atténuation est exprimé en dB/Km

G_0 est le gain de l'antenne sur l'axe, il inclut les pertes de l'antenne (le radome, les guides d'ondes).

$f_r(B)$ correspond aux pertes dues à la bande finie B du récepteur (Pour un filtre adapté $f_r(B) \approx -2.3$ dB).

τ est la durée de l'impulsion du radar.

$f^2(\theta, \phi)$ définit le diagramme de rayonnement de l'antenne.

b_ Précision sur la mesure radar

Après un délai de propagation, le radar reçoit de façon continue un signal $V(t)$. La valeur instantanée de ce signal résulte de la contribution de tous les diffuseurs se trouvant dans le volume de résolution:

$$V(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_i A_i W_i \exp(-j4\pi \frac{r_i}{\lambda}) \quad (I.3)$$

$\frac{|A_i|}{\sqrt{2}}$ est l'amplitude de l' i ème diffuseur situé au point (r_i, θ_i, ϕ_i) (en amont du filtre)

W_i est le coefficient de pondération du signal, provenant de la cible i , par l'impulsion radar et la fonction de transfert du récepteur.

Les dimensions et les déplacements aléatoires des diffuseurs donnent à $V(t)$ son caractère aléatoire. La puissance reçue est exprimée par la formule suivante:

$$P(t) = V(t) V^*(t) = \frac{1}{2} \sum_i A_i^2 W_i^2 + \frac{1}{2} \sum_{i,k} A_i A_k^* W_i W_k^* \exp(j(r_k - r_i) \frac{4\pi}{\lambda}) \quad (I.4)$$

Les variations de $P(t)$ dépendent de l'intervalle d'échantillonnage T_s et des vitesses radiales relatives des diffuseurs. Dans l'équation radar c'est la puissance moyenne qui est reliée à la réflectivité équivalente radar et à l'atténuation. La puissance moyenne est estimée à partir de plusieurs mesures effectuées dans un volume de résolution donnée.

$$P_0 = \bar{P} = \frac{1}{2} \sum_i A_i^2 W_i^2 \quad (I.5)$$

Statistiques du signal provenant d'une porte radar

Chaque échantillon du signal $V(t) = I(t) + jQ(t)$ est pondéré par $f^2(\theta, \phi)$ et $W(r)$ (Ce qui détermine le volume de résolution).

Un échantillon de $V(t)$ est composé de plusieurs signaux élémentaires aléatoires provenant d'un très grand nombre de particules semblables. Donc, d'après le théorème de la limite centrale, les distributions de la partie réelle $I(t)$ et imaginaire $Q(t)$ de $V(t)$ sont des gaussiennes. On montre que les variables aléatoires $I(t)$ et $Q(t)$ sont indépendantes et que l'amplitude $A=|V|$ suit une loi de Rayleigh (la phase de V suit une loi uniforme) (Marshall et Hirschfeld 1953, Wallace 1953, Doviak et Zrnic 1984):

$$\text{Prob}(A) = \frac{A}{2\sigma_v^2} \exp(-\frac{A^2}{2\sigma_v^2}) \quad (I.6)$$

Ceci entraîne une distribution exponentielle pour la puissance:

$$\text{Prob}(P) = \frac{1}{2\sigma_v^2} \exp(-\frac{P}{2\sigma_v^2}) \quad , \quad 2\sigma_v^2 = \bar{P} \quad (I.7)$$

L'aspect aléatoire de la puissance de l'écho de chaque porte nécessite la réalisation de plusieurs mesures indépendantes afin d'estimer correctement la puissance moyenne par porte. La précision de cette estimation dépend du nombre de mesures indépendantes et du rapport signal à bruit.

Soit Y le signal à la sortie du récepteur de fonction de transfert H . Pour réduire les erreurs dues à l'aspect aléatoire du signal, on moyenne, dans le temps, sur plusieurs échantillons $Y(kT_s) = Y_k$, $k=0,1,\dots,N-1$ provenant d'une même porte radar. T_s est la durée séparant deux échantillons consécutifs.

$$\bar{Y}_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \quad , \quad \bar{P}_N = H^{-1}(\bar{Y}_N) \quad (I.8)$$

On peut aussi faire une moyenne en distance en groupant plusieurs portes radars en une seule porte plus large ce qui dégrade la résolution ou/et le rapport signal à bruit. La variabilité spatiale de la réflectivité radar limite le nombre de portes qu'on peut associer ensemble (Rogers 1971). L'estimation de P à partir de Y est rendue difficile par la non-linéarité (sauf dans le cas quadratique) de la fonction de transfert. L'étude de l'estimateur, défini dans (I.8), est fait dans l'annexe B.

Le nombre équivalent d'échantillons indépendants est défini par:

$$N_i = \frac{\sigma_Y^2}{\sigma_{\bar{Y}}^2} \quad (I.9)$$

Il caractérise la qualité de l'estimateur. La variance de l'estimateur est inversement proportionnelle à N_i .

Si on fait la moyenne des Y dans le temps et dans l'espace et si l'on suppose que ces deux variables sont indépendantes alors le nombre équivalent total d'échantillons indépendants est le produit de ceux obtenus indépendamment dans les moyennes spatiale et temporelle.

Le calcul de N_i est effectué dans l'annexe B. Il dépend du temps d'intégration et du temps de décorrélation du signal pluie. Ce dernier est fonction de l'élargissement Doppler, qui est calculé dans la deuxième partie de l'annexe B. Il est dû surtout au déplacement rapide du satellite (environ 7 Km/s). Le temps typique de décorrélation est de l'ordre de quelques dixièmes de milliseconde.

Introduction du bruit

En ajoutant le bruit, la puissance reçue s'écrit:

$$\bar{P} = \bar{S} + \bar{N}_n \quad \text{donc} \quad \bar{S} = \bar{P} - \bar{N}_n \quad \text{et} \quad \sigma^2(\bar{S}) = \sigma^2(\bar{P}) + \sigma^2(\bar{N}_n)$$

N_n est la puissance du bruit. La variance non biaisée, pour N_i échantillons indépendants de signal et N_{in} échantillons indépendants du bruit, est alors:

$$\sigma^1(\bar{P}_N) = \alpha_r \sqrt{\frac{1}{N_i} \left(1 + \frac{1}{\text{SNR}}\right)^2 + \frac{1}{N_{in}} \frac{1}{\text{SNR}^2}} P_0 \quad \text{avec} \quad P_0 = \bar{S} \quad (I.10)$$

$\alpha_r = 1$ pour un récepteur quadratique, 1.05 pour un récepteur linéaire, 1.28 pour un récepteur logarithmique (voir annexe B), SNR est le rapport signal à bruit.

La figure (fig. I.1) donne l'écart-type sur la mesure en fonction du nombre équivalent d'échantillons indépendants N_i à plusieurs rapports signal à bruit SNR.

par:SNR(dB) : 2. - 14

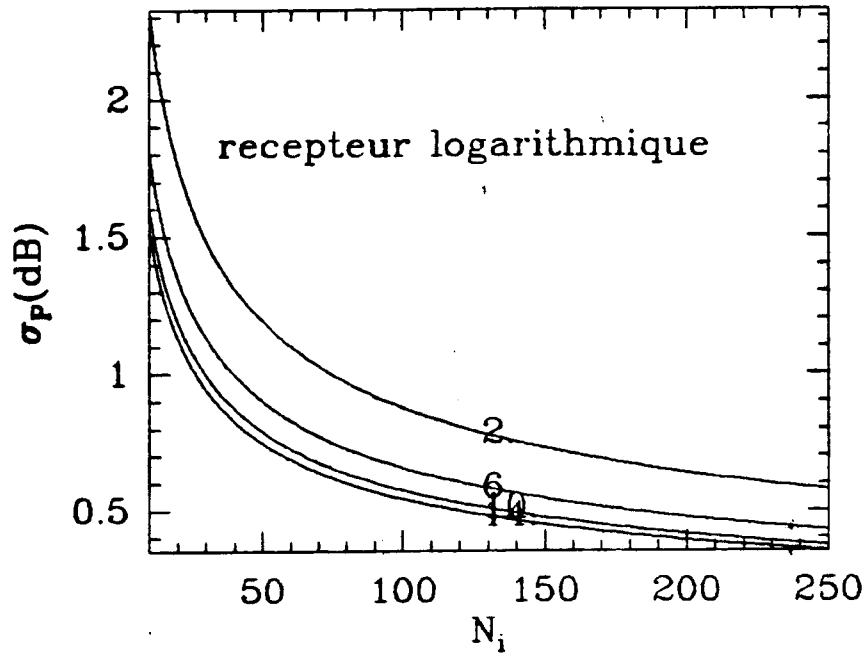


Fig. I.1 : L'écart-type σ_P sur la puissance de l'écho reçu par le radar en fonction du nombre équivalent d'échantillons indépendants et à différents rapports signal à bruit (2 dB, 6 dB, 10 dB et 14 dB).

II_ ALGORITHMES DE RESTITUTIONS DES TAUX PRECIPITANTS

1_ INTRODUCTION

Dans ce chapitre il s'agit d'étudier les différents algorithmes qui permettent d'estimer le taux précipitant ou le contenu en eau à partir des paramètres mesurés par le radar (réflectivité et atténuation).

L'interaction de l'onde radar avec les particules de pluies se traduit par un phénomène de diffusion et d'absorption. Il en résulte un signal reçu, de chaque porte radar, proportionnel au facteur de réflectivité radar Z_e corrigé de l'atténuation (diffusion+absorption) de coefficient spécifique k_p . Ces deux paramètres dans la porte considérée, sont fortement corrélés aux taux précipitant R et au contenu en eau M (Rogers 1976, Ulbrich et Atlas 1978, Olsen 1978). Le calcul de l'un de ces deux effets ou les deux permet donc d'estimer R . Suivant qu'on utilise l'effet de rétrodiffusion ou l'atténuation pour l'estimation de R , on peut distinguer deux classes d'algorithmes, cependant certains algorithmes utilisent les deux effets en même temps.

Méthode par rétrodiffusion

Dans cette méthode Z_e et R sont reliés par des relations empiriques et l'atténuation est négligée. Elle nécessite l'étalonnage du radar, est sujette aux incertitudes de la relation Z_e - R choisie. Elle ne peut opérer que si l'atténuation est négligeable ($\lambda \geq 10$ cm ou pluie très faible).

Méthode par atténuation:

Elle nécessite certaines hypothèses sur la réflectivité entre deux portes radar successives (ou sur toutes les portes), ou entre deux longueurs d'onde dans la même porte radar. Si on utilise l'écho de sol, la connaissance (ou la mesure) du coefficient de rétrodiffusion du sol ou sa variation entre deux longueurs d'onde, est nécessaire pour estimer l'atténuation (différentielle) intégrée. Certaines de ces techniques n'ont pas besoin de l'étalonnage du radar, mais elle sont, en général, très sensibles à la précision de la mesure.

2_ LES PARAMETRES CARACTERISTIQUES DE LA PLUIE

Soit $N(D)$ la distribution dimensionnelle des gouttes de pluie où D désigne le diamètre d'une goutte. Le facteur de réflectivité effective Z_e , le coefficient d'atténuation k_p , le taux précipitant R et le contenu en eau M sont définis par:

$$Z_e = \frac{\lambda^4}{\pi^5 |K|^2} \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} \sigma(\lambda, D) N(D) dD \quad , \sigma \text{ est la section efficace de rétrodiffusion}$$

où K est le facteur diélectrique de l'eau.

$$k_p = \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} \sigma_t(\lambda, D) N(D) dD \quad , \sigma_t \text{ est la section efficace d'atténuation}$$

$$R = \frac{\pi}{6} \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} V(D) D^3 N(D) dD \quad , V \text{ est la vitesse finale de chute des gouttes de pluie}$$

$$M = \frac{\pi\omega}{6} \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} D^3 N(D) dD \quad , \omega \text{ est la densité de l'eau}$$

Dans le cas de l'approximation de Rayleigh ($\pi D/\lambda < 0.22$, Battan 1973) Z_e ne dépend pratiquement pas de la longueur d'onde:

$$Z_e = \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} D^6 N(D) dD$$

Cependant, pour les gouttes de pluie, cette approximation n'est valable que pour des taux de précipitations inférieurs à 10 mm/h pour les ondes centimétriques ou des taux précipitants très faibles pour les ondes millimétriques.

Plusieurs modèles sont proposés pour $N(D)$ dans la littérature (Marshall et Palmer 1948, Ulbrich 1983, Deirmendjian 1969, Olsen 1978):

Distribution exponentielle : $N(D) = N_0 \exp(-\Lambda D)$ $\Lambda = \alpha R^{-\beta}$, $D_{\min} < D < D_{\max}$

Cette distribution est une bonne approximation à condition qu'on moyenne suffisamment en espace et en temps. Une généralisation de cette distribution est la distribution gamma:

Distribution gamma : $N(D) = N_0 D^\mu \exp(-\Lambda D)$, $D_{\min} < D < D_{\max}$

En général on a $-2 < \mu < 3$ (Ulbrich 1983).

En utilisant les données de Gunn et Kinzer (1949), la vitesse de chute des gouttes de pluie peut être exprimée sous une forme exponentielle simple à utiliser (Atlas et Ulbrich 1977):

$$V(D) \approx 386.6 D^{0.67} \quad \text{pour } 5.10^{-4} \text{ m} \leq D \leq 5.10^{-3} \text{ m}$$

Pour tenir compte de la variation de la vitesse de chute des gouttes due à la diminution de la densité de l'air lorsque l'altitude croît, la formulation suivante est proposée par Foote et duToit (1969):

$$V(D, \rho) = V(D) (\rho_0 / \rho)^{0.4} \quad \rho \text{ est la densité de l'air}$$

ρ_0 est la densité de l'air à une pression de 760 mm de Hg et une température de 20°C.

Le taux précipitant R est calculé soit à partir de la détermination de paramètres de $N(D)$ soit en utilisant des relations empiriques entre R et k_p et entre R et Z_e de la forme (Battan 1973, Atlas et Ulbrich 1974, Ulbrich et Atlas 1978):

$$Z_e \text{ (mm}^6/\text{m}^3) = a R^b, \quad k_p \text{ (dB/Km)} = c R^d, \quad R \text{ en mm/h}$$

Les relations Z_e - R sont très nombreuses et varient avec la longueur d'onde, le taux précipitant, le type de pluie, etc. Les relations k_p - R sont mieux connues que les relations Z_e - R , les constantes c et d dépendent de la longueur d'onde, de la distribution dimensionnelle des gouttes de pluie et de la température (Olsen et al 1978). Ulbrich et Atlas (1978) ont étudié les relations entre les paramètres caractéristiques de la pluie tels que: le facteur de réflectivité effective, le coefficient d'atténuation, le coefficient d'extinction optique, le taux précipitant et le contenu en eau, etc ... Ils ont supposé une distribution exponentielle des gouttes de pluie et une loi en puissance du diamètre des gouttes pour la section efficace d'atténuation (cette approximation a été justifiée par Atlas et Ulbrich en 1974): $\sigma_t(D) = CD^n$ où C et n dépendent de la longueur d'onde et de la température. Ainsi ils ont montré que la connaissance de deux des ces paramètres suffit pour déterminer les autres.

3_ PRESENTATION DES ALGORITHMES DE RESTITUTION

Plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature, pour estimer les taux précipitants à partir des mesures radar. Il s'agit de relier les paramètres mesurés par le radar (réflectivité radar et atténuation) aux paramètres de la pluie qu'on veut mesurer (taux précipitant et contenu en eau).

Pour chaque visée du radar on dispose d'une mesure dans chaque porte et de l'écho du sol:

$$\overline{P(r_i, \lambda)} = \frac{C(\lambda)}{r_i^2} Z_e(r_i, \lambda) \exp(-0.46 \int_0^{r_i} k(s, \lambda) ds) \quad i=1,2,\dots,n \quad (\text{II.1})$$

$$\overline{P_s(r_s, \lambda)} = \frac{C_s(\lambda)}{r_s^3} \sigma^0(\lambda) \exp(-0.46 \int_0^{r_s} k(s, \lambda) ds) \quad (\text{II.2})$$

Les inconnues sont le profil de la réflectivité et du coefficient d'atténuation, le coefficient de rétrodiffusion du sol et la constante radar. Il est bien évident que sans aucune hypothèse supplémentaire, on ne peut pas déterminer toutes ces inconnues. Par exemple, si on a n portes radar, avec une seule longueur d'onde, le nombre d'inconnues est de $2n+2$ (n valeurs de Z_e , n valeurs de k , σ^0 et la constante radar) or les équations sont en nombre de $n+1$. Cependant certaines inconnues sont fortement corrélées (Z_e et k), on peut faire des hypothèses sur le profil de Z_e et/ou k , le coefficient de rétrodiffusion du sol peut être supposé connu à l'avance et l'étalonnage du radar permet d'estimer C . En jouant sur ces propriétés plusieurs algorithmes sont alors possibles.

En faisant le rapport des mesures de deux portes consécutives, le système d'équations (II.1) est équivalent aux équations suivantes:

$$\overline{P(r_1, \lambda)} = \frac{C(\lambda)}{r_1^2} Z_e(r_1, \lambda) \exp(-0.23hk(r_1, \lambda)) \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{\overline{P(r_{i+1}, \lambda)} r_{i+1}^2}{\overline{P(r_i, \lambda)} r_i^2} = \frac{Z_e(r_{i+1}, \lambda)}{Z_e(r_i, \lambda)} \exp(-0.23h(k(r_i, \lambda) + k(r_{i+1}, \lambda))) = M_i \quad i=1,\dots,n-1 \quad (\text{II.4})$$

où h est la hauteur d'une porte radar.

1) La variation de Z_e est négligeable sur deux portes consécutives (Goldhirsh 1988):

En négligeant la variation de Z_e sur deux portes consécutives, le coefficient d'atténuation est calculé par la formule suivante:

$$k_{mi} = \frac{1}{2}(k(r_i, \lambda) + k(r_{i+1}, \lambda)) = \frac{-1}{0.46h} \ln(M_i) \quad i=1,\dots,n-1 \quad (\text{II.6})$$

L'hypothèse de départ de cette méthode est loin d'être vérifiée dans les profils réels du facteur de réflectivité Z_e (Szoke 1986).

2) Calcul de l'atténuation intégrée (Meneghini et al 1983 et 1987):

$$\bar{k} = \frac{1}{(r_s - r_1)} \int_0^{r_s} k(s, \lambda) ds = \frac{1}{0.46(r_s - r_1)} \ln\left(\frac{C_s(\lambda)\sigma^0(\lambda)}{P_s(r_s, \lambda) r_s^3}\right) \quad (\text{II.7})$$

Dans cette méthode, on a besoin de connaître le produit du coefficient de rétrodiffusion du sol et de la constante d'étalonnage. Ce produit peut être déterminé, par exemple, par des mesures effectuées pendant l'absence de pluie. Cependant le coefficient de rétrodiffusion sous la pluie peut être différent de celui obtenu en son absence. De même, la constante d'étalonnage peut varier si les mesures pendant et en absence de la pluie sont séparées dans le temps.

3) Algorithme de Bordan-Hitschfeld (Hitschfeld et Bordan 1954, Meneghini 1978):

Cet algorithme, qui utilise l'étalonnage du radar, est fondé sur l'utilisation d'une relation $k-Z_e$, connue à priori:

On pose:

$$Z_e = \alpha_1 k^{\beta_1} \quad (\text{II.8})$$

L'écriture de l'équation (II.1) peut être simplifiée, en introduisant les deux fonctions suivantes:

$$u_0(r, \lambda) = \frac{1}{\beta_1} \left[\frac{\overline{P(r, \lambda) r^2}}{\alpha_1 C(\lambda)} \right]^{1/\beta_1} \quad \text{et} \quad u(r, \lambda) = \frac{k(r, \lambda)}{\beta_1} \quad (\text{II.9})$$

Ces deux fonctions regroupent tous les termes comprenant éventuellement des erreurs statistiques et/ou systématiques.

L'équation (II.1) devient donc:

$$u_0(r, \lambda) = u(r, \lambda) \exp\left(-0.46 \int_0^r u(s, \lambda) ds\right) \quad (\text{II.10})$$

La fonction $u_0(r, \lambda)$ est mesurée par le radar dans chaque porte radar et il s'agit donc de calculer $u(r, \lambda)$. Celle-ci est calculée soit en différenciant l'équation (II.9) ce qui donne:

$$u(r, \lambda) = \frac{u_0(r, \lambda)}{1 - 0.46 \int_0^r u_0(s, \lambda) ds} \quad (\text{II.11})$$

soit en utilisant une méthode itérative définie par:

$$u_n(r, \lambda) = u_0(r, \lambda) \exp\left(0.46 \int_0^r u_{n-1}(s, \lambda) ds\right) \quad (\text{II.12})$$

On peut montrer que u_n est une suite croissante qui tend vers la solution exacte u (voir annexe F).

Une autre version de l'algorithme consiste à discrétiser les fonctions u_0 et u sur les portes radar. Elle s'écrit:

$$u(r_i, \lambda) \exp(-0.23hu(r_i, \lambda)) = u_0(r_i, \lambda) \quad (\text{II.13})$$

où h est la hauteur d'une porte radar. Et pour $i=1, \dots, n-1$, on a:

$$u(r_{i+1}, \lambda) \exp(-0.23hu(r_{i+1}, \lambda)) = \frac{u_0(r_{i+1}, \lambda)}{u_0(r_i, \lambda)} u(r_i, \lambda) \exp(0.23hu(r_i, \lambda)) \quad (\text{II.14})$$

Notons que si on connaît le coefficient de rétrodiffusion du sol, on peut se passer de l'étalonnage en utilisant l'écho du sol, d'après (II.2), (II.9) et (II.10) on a:

$$u(r_1, \lambda) \exp\left(-0.46 \int_{r_1}^{r_s} u(s, \lambda) ds\right) = \beta_1 \left[\frac{\overline{P_s(r_s, \lambda)} r_s^3 \alpha_1}{P(r_1, \lambda) r_1^2 \sigma^0(\lambda)} \right]^{1/\beta_1} \left[\frac{C_s(\lambda)}{C(\lambda)} \right]^{1/\beta_1} \quad (\text{II.15})$$

Au lieu de considérer la mesure dans la première porte pour faire le rapport avec l'écho du sol, on peut utiliser une porte quelconque. L'équation est la même qu'en (II.15) en remplaçant seulement r_1 par r_i .

4) L'écho miroir (Meneghini et Atlas 1986)

Le principe de l'écho miroir est présenté dans la figure (fig. II.1). Cette méthode utilise la mesure de l'écho direct et miroir (après une double réflexion sur le sol) dans la pluie pour une même altitude, ainsi que l'écho de sol. Lorsque les trois échos sont détectables, elle permet de restituer le profil du taux précipitant R et le coefficient de rétrodiffusion du sol σ^0 , en supposant que les réflectivités des échos directs et miroirs sont identiques. Cette technique nécessite une relative uniformité horizontale de la pluie et ne peut fonctionner correctement qu'au dessus de l'océan et près du nadir.

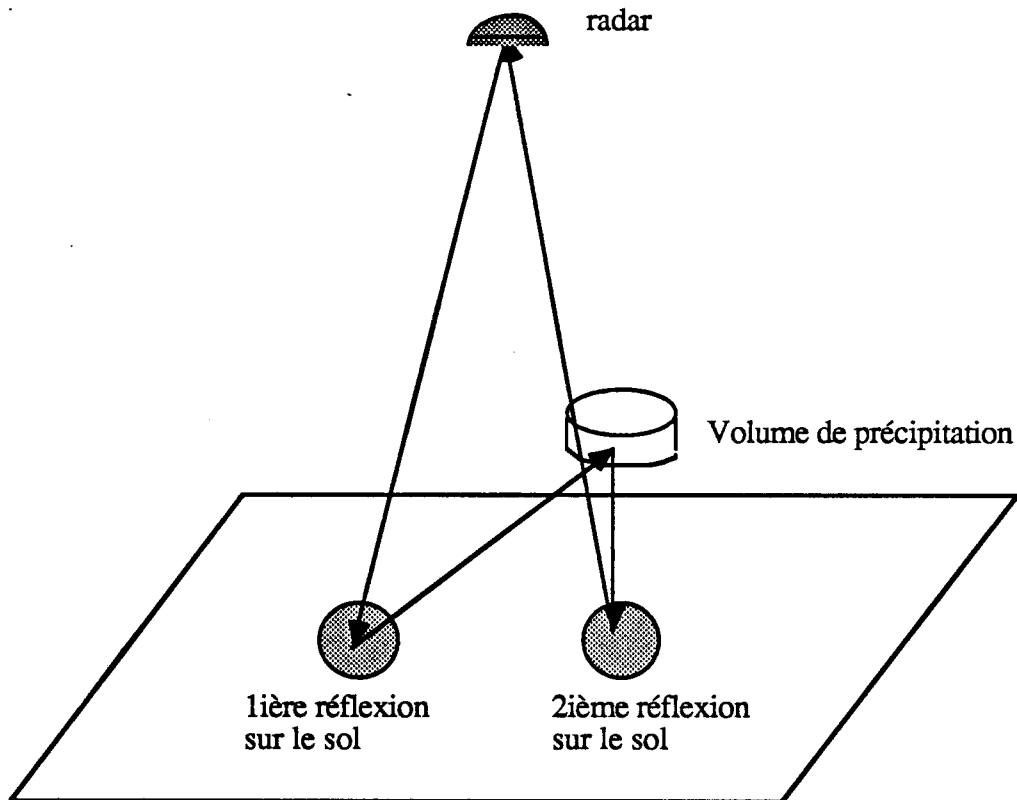


Fig. II.1 : Géométrie du principe de l'écho miroir

5) Techniques à deux longueurs d'onde (Atlas 1954, Eccles et Mueller 1971, Eccles 1979, Goldhirsh 1974 et 1988, Meneghini 1987,...):

On considère le rapport des mesures de deux portes radar i et j dans la pluie pour les deux longueurs d'onde. En utilisant (II.1) on obtient:

$$\frac{\overline{P(r_j, \lambda_q)} r_j^2}{\overline{P(r_i, \lambda_q)} r_i^2} = \frac{Z_e(r_j, \lambda_q)}{Z_e(r_i, \lambda_q)} \exp(-0.46 \int_{r_i}^{r_j} k(s, \lambda_q) ds) \quad (\text{II.16})$$

$q=1$ pour la première longueur d'onde et 2 pour la deuxième. En faisant le rapport pour les deux longueurs d'onde on obtient (On suppose que $\lambda_1 < \lambda_2$):

$$A_{ij} = -\frac{1}{0.46} \ln(\overline{\Gamma_p(i,j)} / \overline{\Gamma_Z(i,j)}) \quad (\text{II.17})$$

Où:

$$A_{ij} = \int_{r_i}^{r_j} (k(s, \lambda_1) - k(s, \lambda_2)) ds \quad (\text{II.18})$$

$$\overline{\Gamma_P(i,j)} = \frac{\overline{P(r_j, \lambda_1)} \overline{P(r_i, \lambda_2)}}{\overline{P(r_i, \lambda_1)} \overline{P(r_j, \lambda_2)}} \quad \text{et} \quad \Gamma_Z(i,j) = \frac{Z_e(r_j, \lambda_1) Z_e(r_i, \lambda_2)}{Z_e(r_i, \lambda_1) Z_e(r_j, \lambda_2)} \quad (\text{II.19})$$

Si le facteur de réflectivité équivalente varie peu entre les deux longueurs d'onde ou si sa variation est négligeable sur les deux portes, $\Gamma_Z \approx 1$ et de (II.17) on déduit la valeur de l'atténuation différentielle qu'on peut relier au taux précipitant moyen entre les deux portes. Cette méthode ne peut être utilisée que si le signal radar est détectable pour les deux longueurs d'onde ce qui réduit la gamme de taux précipitants dans laquelle elle peut fonctionner. Cependant si on a, au moins deux portes radar dans lesquelles le signal est détectable, on peut utiliser cette technique quitte à la remplacer par une autre technique pour les portes qui restent et on n'aura pas besoin d'étalonner le radar. Fujita (1983 et 1985) a proposé une généralisation de cette méthode, dans laquelle on n'a pas besoin de détecter le signal, aux deux longueurs d'onde, dans toutes les portes radar, et sans hypothèse ni sur la variation spatiale de Z_e ni sur sa variation entre les deux longueurs d'onde. L'algorithme de Fujita utilise une relation $Z_e = aR^b$ où b peut être estimé et a n'intervient pas dans le calcul si on suppose qu'elle est constante sur deux portes radars consécutives.

Cette méthode est très sensible aux erreurs de la mesure et aux erreurs sur les relations empiriques utilisées.

Une deuxième méthode consiste à utiliser l'écho du sol aux deux longueurs d'onde (Moore 1981, Atlas 1982, Meneghini 1987). Elle suppose que la différence du coefficient de rétrodiffusion du sol entre les deux longueurs d'onde est connue avec une bonne précision relativement à la valeur de l'atténuation différentielle intégrée. Elle permet de calculer seulement l'atténuation différentielle intégrée.

6) Technique à deux faisceaux (stéréoradar) (Testud et Amayenc 1988a)

Le radar doit faire des mesures avec deux faisceaux faisant chacun un angle β avec le nadir, l'un vers l'arrière l'autre vers l'avant de la plate-forme. Une analyse bidimensionnelle des données dans le plan P_f défini par les deux faisceaux, permet de reconstituer, dans ce plan, le champ de réflectivité équivalente Z_e et le champs d'atténuation k . Les équations de départ pour cette méthode sont les suivantes:

$$\frac{\overline{P_1(x,y)} x^2}{C_1(\lambda)} = Z_e(x,y) \exp(-0.46 \int_0^x k(s,y) ds) \quad (\text{II.20})$$

$$\frac{\overline{P_2(x,y)} y^2}{C_2(\lambda)} = Z_e(x,y) \exp(-0.46 \int_0^y k(x,s) ds) \quad (\text{II.21})$$

(II.20) et (II.21) nous donnent la relation de base dans cette méthode:

$$\frac{\partial k}{\partial X} = \frac{1}{0.92 \sin \beta} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \left[\ln \left(\frac{\overline{P_1(x,y)} x^2 C_2(\lambda)}{\overline{P_2(x,y)} y^2 C_1(\lambda)} \right) \right] = M(X,Y) \quad (\text{II.22})$$

(O,X,Y) est un repère orthogonal dans le plan P_f , où la plate-forme est à l'origine O, l'axe OX est parallèle à la trajectoire, OY correspond à la verticale (nadir) dirigée vers la terre.

(O,x,y) est un repère dans le plan P_f tel que Ox est parallèle au premier faisceau, Oy est parallèle au deuxième faisceau.

Une approche variationnelle est utilisée pour résoudre l'équation (II.22), elle calcule le champ $k(X,Y)$ avec des conditions limites qu'on impose. Cette approche consiste à minimiser la quantité:

$$I = \iint_D \left(\frac{\partial K}{\partial X} - M \right)^2 dXdY + \mu \iint_D \left[\left(\frac{\partial^2 K}{\partial X^2} \right)^2 + \left(\frac{\partial^2 K}{\partial X \partial Y} \right)^2 \right] dXdY + \rho \iint_E K^2 dXdY \quad (\text{II.23})$$

où μ et ρ sont des coefficients de pondération, D est la grille dans laquelle les mesures $M(X,Y)$ sont valables et E est la région où Z_e est inférieur à un seuil Z_{inf} imposé.

Cette technique couvre une gamme satisfaisante des taux précipitants (10-70 mm/h à 14 GHz), cependant elle est plus exigeante sur l'antenne et la précision de pointage.

4_ CONCLUSION

La diversité des algorithmes témoigne de l'importance accordée à ce sujet ces dernières années. Pour un radar donné les algorithmes utilisables sont fixés par les **caractéristiques de l'instrument** (nombre de fréquences utilisées, capacité de détecter l'écho de sol et/ou miroir, possibilité d'étalonnage, etc...). Les radars opérant à deux fréquences permettent de faire des mesures **différentielles** et donc d'éliminer la **constante d'étalonnage**, mais la précision des mesures doit être très bonne (~0.5 dB). Des méthodes **hybrides** doivent être envisagées pour pallier les inconvénients de chaque algorithme, en introduisant des complémentarités, des redondances ou des contraintes dans la restitution des taux précipitants. L'étude plus détaillée des algorithmes fera l'objet d'un développement futur, en mettant l'accent sur les algorithmes exploitables dans le cadre du radar de la mission BEST.

III_ LE RADAR SPATIAL : CONCEPT INSTRUMENTAL ET ANALYSE DES CONTRAINTES

La conception d'un radar spatial pour la mesure des précipitations, est guidée par trois objectifs essentiels: (i) observer une zone importante, pendant chaque passage du satellite, (ii) couvrir une gamme de taux précipitants la plus large possible, (iii) réduire au minimum les erreurs de mesure dues à l'instrument. Les fréquences proposées pour le fonctionnement du radar sont supérieures à 10 GHz pour éviter d'avoir des antennes trop grandes. Le premier objectif conduit à faire balayer l'antenne avec un ou plusieurs faisceaux perpendiculairement au mouvement du satellite. Pour les deux autres objectifs les paramètres influents sont le nombre de fréquences d'opération utilisées (1 ou 2) et le temps consacré à une mesure ponctuelle. En tenant compte des réalités technologiques, un radar à impulsion et un seul faisceau avec balayage transverse est l'idée la plus acceptable à moyen terme. Les figures (fig. III.a et fig. III.b) montrent le principe de la mesure radar et la fauchée couverte par le balayage de l'antenne.

L'objet de ce chapitre est de décrire le fonctionnement du radar à impulsion et un seul faisceau, embarqué sur un satellite, définir les différentes grandeurs qui interviennent dans l'étude du système, déterminer le bilan de liaison et énumérer les contraintes générales imposées par les objectifs scientifiques, la nature des précipitations et les impératifs technologiques. Le bilan de liaison nous permet d'examiner les seuils de détectabilité et de simuler la mesure radar. Les équations citées sont utilisées dans les logiciels de simulation décrits en appendice.

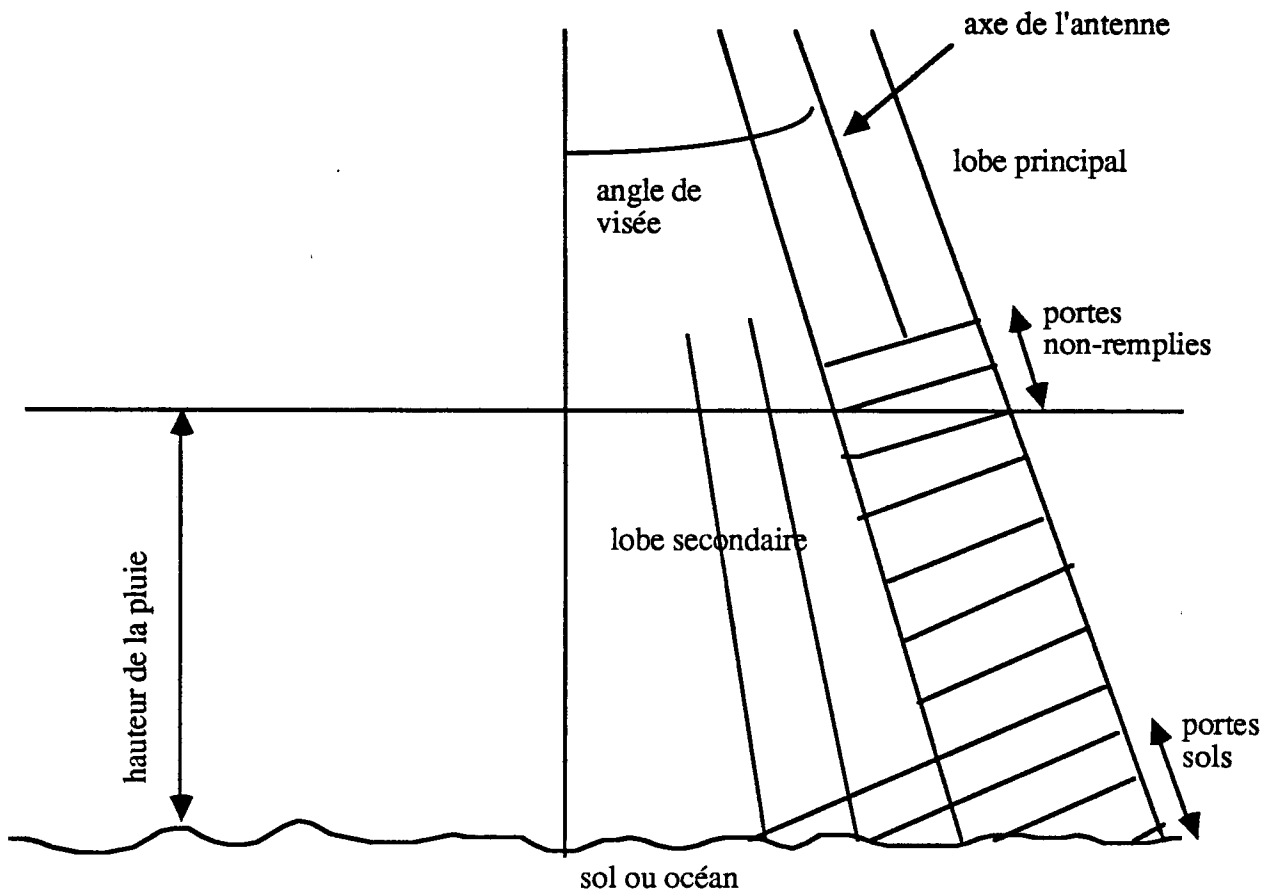


fig. III.a : Principe de la mesure radar.

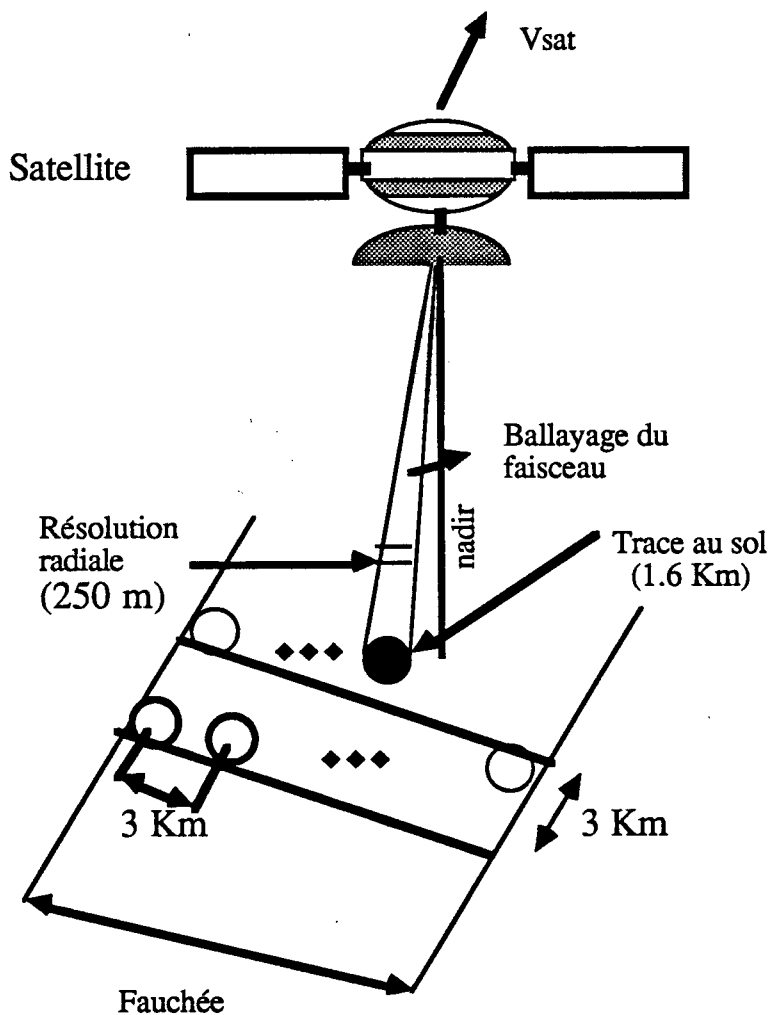


fig. III.b : Fauchée couverte pendant le balayage de l'antenne

1_ PARAMETRES INTERVENANT DANS LA DEFINITION DU SYSTEME

La figure (fig. III.b) montre le principe de fonctionnement du radar. Dans cette configuration de base, on combine le mouvement du satellite et le balayage de l'antenne du radar pour obtenir une cartographie tridimensionnelle des champs de précipitations. Le radar regarde vers le sol et le balayage se fait perpendiculairement au mouvement du satellite dans un angle $\pm \theta_m$ autour de nadir. On appelle visée le champ instantané observé par le radar, elle est déterminée par le faisceau de l'antenne et l'angle θ de l'inclinaison de l'axe du faisceau avec le nadir. Le temps de résidence T_{rd} , nécessaire à la réalisation d'une visée, est la somme du temps d'intégration T_i , pendant lequel le radar reçoit les impulsions, et le temps de propagation aller-retour t_{pr} d'une impulsion. Le temps pendant lequel l'antenne passe de $-\theta_m$ à $+\theta_m$ s'appelle la période de balayage T_b . La distance balayée, au sol, pendant T_b est la fauchée S_f du radar. Le temps de commutation d'une visée à une autre est désigné par t_{cm} . Les visées peuvent être contiguës, c'est le cas d'un échantillonnage continu, ou espacées dans le cas d'un échantillonnage discret. Le coefficient d'espacement e_p entre deux visées consécutives est défini par le rapport de l'angle entre les axes des deux visées sur l'ouverture de l'antenne (à 3 dB). On considère le coefficient d'espacement e_{p1} dans le sens du

balayage de l'antenne et ep_2 dans le sens de déplacement du satellite. Pour des angles petits (ce qui est toujours le cas) ep est aussi égal au rapport de la distance entre les centres des deux visées consécutives sur la résolution transverse d'une visée. Un échantillonnage uniforme correspond à $ep_1=ep_2=ep$. On note θ_{1ev} l'ouverture de l'antenne en site (dans le sens du balayage) et θ_{1az} l'ouverture en azimut (sens du mouvement du satellite):

$$\theta_{1ev} = k_{ev} \frac{\lambda}{l_{ev}} \quad , \quad \theta_{1az} = k_{az} \frac{\lambda}{l_{az}} \quad (\text{III.1})$$

λ est la longueur de l'onde du radar, l_{ev} est la dimension de l'antenne en site, l_{az} est la dimension de l'antenne en azimut.

La distance parcourue par la plate-forme pendant la période de balayage T_b doit satisfaire le coefficient d'espacement ep_2 entre deux visées:

$$V_{gt} T_b = 2Z_s \operatorname{tg}\left(ep_2 \frac{\theta_{1az}}{2}\right) \approx ep_2 Z_s \theta_{1az} = ep_2 r_{az} \quad (\text{III.2})$$

Z_s est l'altitude de la plate-forme, r_{az} est la résolution du radar en azimut (au nadir) et V_{gt} est la vitesse du satellite ramenée au sol:

$$V_{gt} = \frac{R_e}{R_e + Z_s} V_{sat} \quad (V_{sat} : \text{vitesse de la plate-forme}) \quad (\text{III.3})$$

Dans l'annexe C, on expose les formules que vérifient les paramètres du système définis dans ce paragraphe et les équations donnant les résolutions spatiales du radar.

Distance non-ambiguë du radar

La distance non-ambiguë du radar doit couvrir toute la région de pluie qui intercepte le faisceau de l'antenne (écho direct) et la région qui correspond à l'écho miroir. Le PRF dépend essentiellement de la hauteur de la pluie H_p . Pour une visée donnée, il doit vérifier:

$$\frac{1}{\text{PRF}} \geq c_d \left(2\tau + 2 \frac{(r_f - r_n)}{c} \right) \quad , \quad c_d = 1.25 \quad (\text{III.4})$$

c_d correspond à une marge de 25% sur le PRF. τ est la durée d'une impulsion. r_f est la distance maximale entre le satellite et la zone précipitante et r_n est la distance minimale (voir annexe C).

2_ BILAN DE LIAISON

bruit:

on considère un récepteur précédé d'un affaiblisseur de perte L_{af} exprimée sous forme de rapport de puissance. La figure de bruit F_r et la température de bruit du récepteur T_r sont liées par la formule suivante:

$$T_r = (F_r - 1)T_0 \quad \text{avec } T_0 = 290^\circ\text{K}$$

Soit T_{af} la température réelle de l'affaiblisseur et T_{at} la température de bruit de l'antenne. T_{at} est la somme des bruits extérieurs captés par l'antenne. Elle s'exprime par:

$$T_{at} = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Omega} G(\theta, \phi) T(\theta, \phi) d\Omega \quad (\text{III.5})$$

$T(\theta, \phi)$ est la température équivalente de bruit de la source de bruit dans la direction (θ, ϕ) . La température de bruit de l'ensemble ramenée à l'entrée du récepteur est donnée par:

$$T_{op} = T_r + \left(\frac{L_{af} - 1}{L_{af}} \right) T_{af} + T_s \quad (\text{III.6})$$

T_s est la température de la source (ici elle est égale à la température de l'antenne T_{at}). L'antenne du radar est à petite ouverture, Quant la plate-forme est au dessus du continent, T_{at} est égale à la température ambiante soit $T_0 = 290^\circ\text{K}$ environ. Au dessus des océans elle est plus faible (30°K environ).

Pour un récepteur adapté, la bande passante en fréquence est donnée par:

$$B \approx \frac{1.2}{\tau} \quad (\text{III.7})$$

La puissance de bruit à l'entrée du récepteur est donc:

$$N_n = kT_{op} B \approx 1.2 \frac{kT_{op}}{\tau} \quad (\text{III.8})$$

k est la constante de Boltzman ($= 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ watt}/(\text{Hz})(^\circ\text{K})$).

Signal pluie:

En supposant un diagramme de rayonnement gaussien on a (Probert-Jones 1962):

$$\int_{\phi} \int_{\theta} f^4(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = \frac{\pi \theta_{1ev} \theta_{1az}}{8 \ln 2} \quad (\text{III.9})$$

Les formules (I.1), (I.2) et (III.9) donnent:

$$\overline{P(r)} = \frac{\pi^6 c \tau}{2^8 \ln 2} L_p |K|^2 P_t \frac{Z_e(r, \lambda)}{S \lambda^2} \exp(-0.46 \int_0^r k(s, \lambda) ds) \quad (\text{III.10})$$

L_p englobe les pertes totales dans le système et S est la surface correspondant à la résolution transverse (à 3 dB). Ces deux paramètres vérifient:

$$L_p = \eta_1^2 f_r(B) \quad \text{et} \quad S = \frac{\pi}{4} (r\theta_{1ev})(r\theta_{1az}) \approx \frac{\pi}{4} r_{ev} r_{az}$$

Le rapport signal à bruit SNR s'écrit:

$$\text{SNR} = \frac{\overline{P(r)}}{N_n} = \frac{\pi^6 c}{(1.2) 2^8 \ln 2 k} \frac{L_p |K|^2}{T_{op} S} P_t \tau^2 \frac{Z_e(r, \lambda)}{\lambda^2} \exp(-0.46 \int_0^r k(s, \lambda) ds) \quad (\text{III.11})$$

Il est intéressant de noter que dans (III.11), à résolution constante, le SNR ne dépend pratiquement pas de l'altitude de la plate-forme.

Signal de surface (sol ou océan):

Soit σ^0 le coefficient de rétrodiffusion du sol ou de l'océan, r_0 la distance de la plate-forme au centre de la porte qui touche la surface. En remplaçant dans l'équation (A.20) de l'annexe A la

réflectivité η par σ^0 , la puissance de l'écho de surface s'écrit:

$$\overline{P_s(r_0)} = \frac{G_0^2 \lambda^2}{(4\pi)^3} \iint_{S_1} P_t(r_0-r) |W(r_0-r)| \sigma^0(\theta, \phi) \frac{f^4(\theta, \phi)}{r^4} \exp(-0.46 \int_0^r k(\rho) d\rho) dS_1 \quad (\text{III.12})$$

En suppose que σ^0 est uniforme sur la surface S_1 qui intercepte le sol pour une porte donnée et soit r_s la distance de la plate-forme au centre de S_1 , on obtient:

$$\overline{P_s(r_s)} = \frac{G_0^2 f_r(B) P_t \lambda^2}{(4\pi)^3} \sigma^0 \exp(-0.46 \int_0^{r_s} k(r, \lambda) dr) \iint_{S_1} \frac{f^4(\theta, \phi)}{r^4} dS_1 \quad (\text{III.13})$$

Dans l'annexe D, on a développé le calcul de cette équation.

3_ ANALYSE DES CONTRAINTES

a_ Nature des systèmes précipitants

a1) Hauteur de la pluie:

Dans les tropiques, les hauteurs des orages convectifs peuvent atteindre 18-20 Km. Pour pouvoir mesurer les échos de pluie direct et miroir (après une double réflexion sur le sol), la zone non-ambiguë du radar doit dépasser 30 Km. Cette distance nécessite (voir la formule III.15) un PRF inférieur à 3.5 KHz (avec une marge de 25%).

a2) Dimensions des cellules pluies

En considérant la variabilité spatiale des taux précipitants, un orage est constitué d'un ensemble de cellules de tailles réduites. Les dimensions typiques de ces cellules varient de un à plusieurs km. Dans les régions tropicales les données statistiques sont rares. Aux latitudes tempérées les estimations montrent que 50% (resp.90%) des cellules ont des diamètres inférieurs à 2 Km (resp.5 Km) (Goldhirsh 1986). Pour des longueurs d'onde atténuées, les mesures sont très sensibles à la non-homogénéité spatiale des précipitations (effet de l'atténuation). La non-homogénéité dégrade la restitution du taux précipitant moyen puisque le problème d'inversion suppose que la réflectivité radar et l'atténuation sont uniformes dans le volume de résolution. La trace de l'antenne au sol doit être comparable à la moitié d'une cellule pluie pour éviter d'introduire des biais inacceptables dans les mesures. Une résolution inférieure à 3 Km nécessite une longueur d'onde inférieure à 3 cm pour une antenne de taille raisonnable (<10 m). La couche de pluie traversée par l'onde est relativement courte (< 20 Km) ce qui permet d'envisager l'utilisation de telles longueurs d'onde, malgré les effets d'atténuation.

Pour pouvoir localiser la bande brillante (quelques centaines de mètres) et ne pas dégrader la mesure pendant le balayage, la résolution verticale (voir la formule (C.15)) doit être inférieure à 500 m. Par exemple, avec une résolution radiale de 250 m, une résolution horizontale de 1.5 km et un angle de balayage de 20°, la résolution verticale équivalente est voisine de 750 m.

a3) Distributions des taux précipitants

Les taux de précipitations peuvent être très faibles (<1 mm/h dans les pluies stratiformes) ou très intenses (> 100 mm/h dans les pluies fortement convectives). Il est donc exclu de pouvoir détecter tous les taux précipitants sur des pluies de plusieurs km de hauteur par une ou deux longueurs d'onde seulement et une énergie limitée. Cependant la gamme détectable doit être la plus large possible pour réduire les biais de mesure.

En considérant des données de CCIR on montre (Testud 1988b) que le biais sur la moyenne

annuelle des pluies est inférieur à 10% pour une gamme de 0.5 à 50 mm/hr. Nous avons tracé dans la figure (fig. III.5) les taux détectables pour des longueurs d'onde inférieures à 3 cm. Ces courbes utilisent la même puissance d'émission pour les différentes longueurs d'onde. En réalité, le rendement des émetteurs étant moins bon pour les ondes les plus courtes, les capacités de détection sont probablement un peu surestimées.

b_ L'écho de surface

La mesure radar peut être bruitée par des échos provenant des lobes secondaires de l'antenne (écho du sol, écho de l'océan, écho des pluies fortes), sauf si le niveau des lobes secondaires est assez bas (<-30 dB). L'écho de sol peut contaminer aussi le lobe principal de certaines portes radar, ce problème est réduit par le choix d'une faible ouverture de l'antenne et la diminution de l'angle de balayage (<±20°). En effet le rapport du signal pluie au signal de surface pour une porte radar donnée, est donné, d'après les formules (I.1), (I.2), (III.13) et (D.8), par:

$$\frac{\overline{P(r_0, \lambda)}}{P_s(r_0, \lambda)} = \frac{\eta(r_0, \lambda)}{\sigma^0(r_0, \lambda)} \frac{c\tau}{2} \frac{\iint_{\Omega} f^4(\theta_a, \phi_a) \sin\theta_a d\theta_a d\phi_a}{\iint_{\Omega_1} f^4(\theta_a, \phi_a) \frac{\sin\theta_a}{h_1(\theta_a, \phi_a)} d\theta_a d\phi_a} \quad (\text{III.14})$$

Au nadir, on obtient:

$$\frac{\overline{P(r_0, \lambda)}}{P_s(r_0, \lambda)} = \frac{c\tau}{2} \frac{\eta(r_0, \lambda)}{\sigma^0(r_0, \lambda)} = \frac{c\tau}{2} \frac{\pi^5 |K|^2 Z_e(r_0, \lambda)}{\lambda^4 \sigma^0(r_0, \lambda)} \quad (\text{III.15})$$

Pour une porte radar de 250 m et pour $\lambda=2$ cm, le rapport ρ_P (en dB), des puissances dans l'équation (III.15), est donné par:

$$\rho_P \text{ (dB)} \approx Z_e \text{ (dBZ)} - \sigma^0 \text{ (dB)} - 64 \quad (\text{III.15bis})$$

Avec $\sigma^0 = 10$ dB et $Z_e=40$ dBZ ($R \approx 10$ mm/h), alors $\rho_P = -34$ dB

Pour une visée inclinée (IV.1) s'écrit:

$$\frac{\overline{P(r_0, \lambda)}}{P_s(r_0, \lambda)} = \frac{\eta(r_0, \lambda)}{\sigma^0(r_0, \lambda)} (1 + Z_s/R_e) r_0 \left[\iint_{\phi, \theta} f^4(\theta_a, \phi_a) \sin\theta_a d\theta_a d\phi_a / \int_0^{2\pi} f^4(\phi_s) d\phi_s \right] \quad (\text{III.16})$$

Avec un diagramme de rayonnement gaussien, une expression approchée de (III.16), est la suivante:

$$\frac{\overline{P(r_0, \lambda)}}{P_s(r_0, \lambda)} \approx \frac{\eta(r_0, \lambda)}{\sigma^0(r_0, \lambda)} \frac{\pi Z_s \theta_{lev} \text{tg}(\theta_{0s})}{8 \ln 2} = \frac{\eta(r_0, \lambda)}{\sigma^0(r_0, \lambda)} \frac{\pi r_{ev} \text{tg}(\theta_{0s})}{8 \ln 2} \quad (\text{III.17})$$

A résolution fixe, le rapport (III.17) ne dépend pratiquement pas de l'altitude de la plate-forme.

Pour une résolution de 1500 m et $\theta_{0s}=20^\circ$, le rapport ρ_P (en dB), des puissances dans l'équation (III.17), est donnée par:

$$\rho_P \text{ (dB)} \approx Z_e \text{ (dBZ)} - \sigma^0 \text{ (dB)} - 55 \quad (\text{III.17bis})$$

Avec $\sigma^0 = 0$ dB et $Z_e=40$ dBZ ($R \approx 10$ mm/h), alors $\rho_P = -15$ dB

Le coefficient de rétrodiffusion σ^0 est très variable en fonction de la nature du terrain, de l'angle d'incidence, de la longueur d'onde utilisée, De plus, au dessus des océans σ^0 dépend de la vitesse du vent en surface. Le signal provenant du sol peut être très fort vis à vis du signal pluie surtout au voisinage du nadir. L'annexe D présente certains modèles simples utilisés dans la littérature pour des besoins de modélisation.

Dans les figures (fig. III.2, fig. III.3 et fig. III.4), on a tracé l'écho reçu de la pluie (dans le lobe principal) et l'écho du sol dans le lobe principal et les lobes secondaires. Le diagramme de rayonnement de l'antenne utilisé est tracé dans (fig. III.1), pour le coefficient de rétrodiffusion du sol, on a utilisé la formule suivante: $\sigma^0(\theta) = 10.\exp(-\theta/7^\circ)$. La pluie est supposée uniforme ($R=10$ mm/h).

c_ Contraintes technologiques

Il s'agit d'énumérer globalement les grandes contraintes qui cadrent la conception du radar.

c1) Dimension de l'antenne

La contrainte fondamentale est la taille de l'antenne. Une bonne résolution exige une antenne très grande et une altitude assez basse. Cependant il est difficile d'envisager, à ce stade de développement, un réflecteur d'antenne de plus de 10 m x 10 m dans les bandes X et Ku (cette taille est moindre dans les fréquences les plus élevées). On ne peut pas non plus descendre très bas en altitude (<400 Km) car la résistance atmosphérique devient considérable. Le déploiement de l'antenne dans l'espace doit se faire dans les deux sens ce qui pose beaucoup des difficultés. Dans les satellites courants, on est plus habitué à des déploiements dans un seul sens, c'est à dire des antennes rectangulaires de faible largeur (1 m). Ce savoir faire peut être exploité pour la conception d'un radar à ouverture synthétique pour mesurer les précipitations. Ce type de radar n'est pas considéré ici mais sera envisagé dans un travail ultérieur.

c2) Energie disponible sur la plate-forme

L'énergie disponible à bord du satellite est aussi très limitée. Actuellement, on ne peut pas consommer plus de quelques centaines de watts en moyenne dans le radar. Cette puissance disponible limite, entre autre, le nombre de faisceaux envisageables pour le radar.

c3) Compression d'impulsions

Notons enfin que la compression d'impulsions, obtenue par codage en phase ou en fréquence de l'impulsion émise, peut améliorer sensiblement les performances du radar en augmentant le nombre d'échantillons indépendants, ce qui permet d'augmenter la précision ou/et en fauchée. Néanmoins, on ne peut pas l'utiliser tant qu'on n'arrive pas à des niveaux de lobes secondaires temporels très bas (< - 50 dB) (EL-Shennawy et al 1987), ceci à cause du signal de surface, surtout au dessus de l'océan et près du nadir, qui contaminerait le signal pluie utile (cf. § III.3.2).

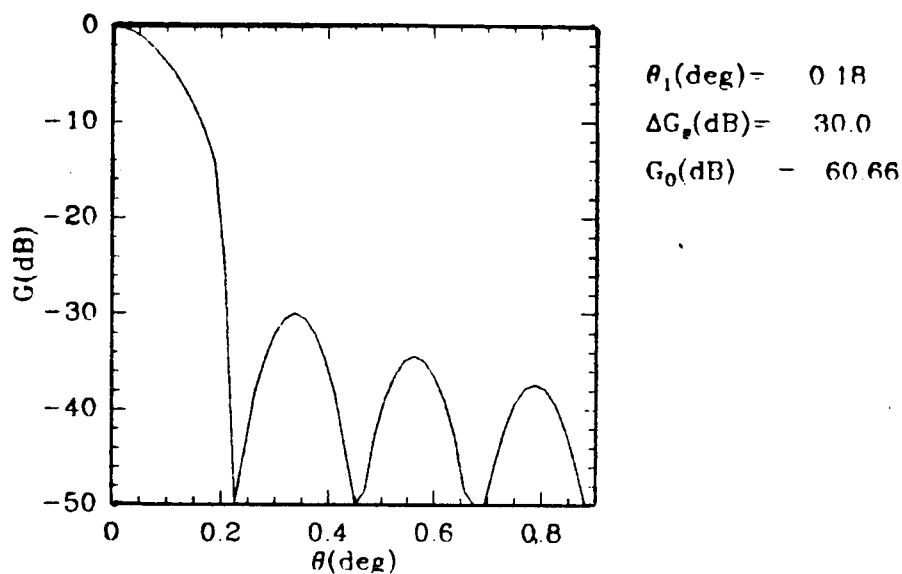


Fig. III.1: Diagramme de rayonnement de l'antenne utilisé pour tracer les courbes dans les figures: Fig. III.2, Fig. III.3 et Fig. III.4.

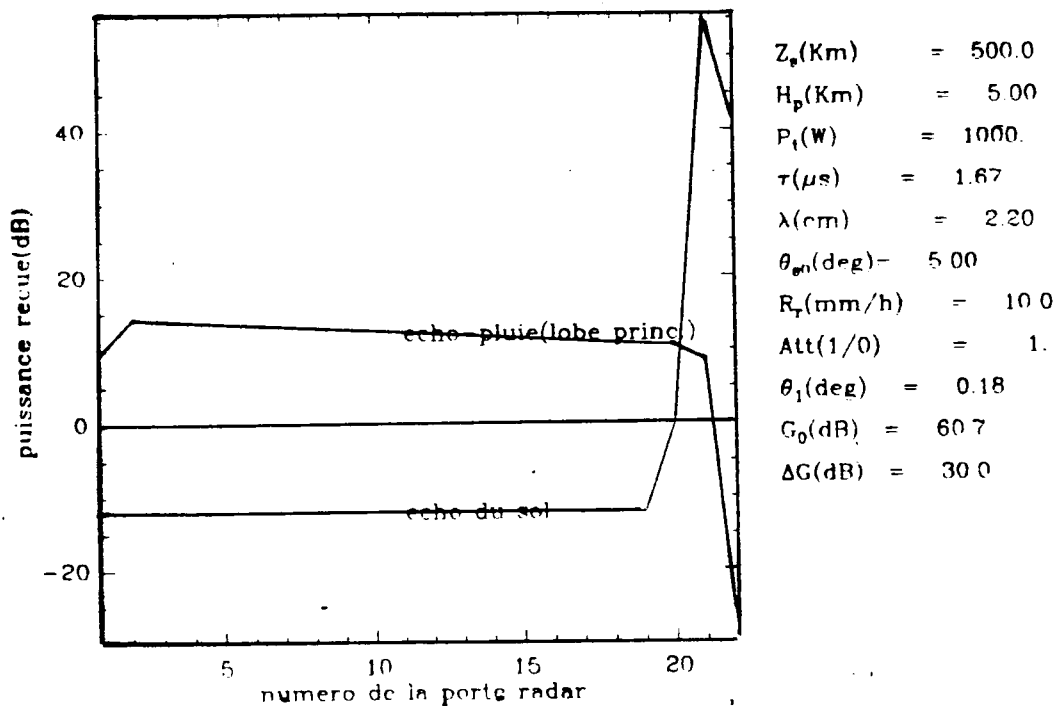


Fig. III.2: Echo d'une pluie uniforme provenant du lobe principal et écho du sol dans le lobe principal et dans les lobes secondaires pour un angle de visée θ_{50} de 5° .

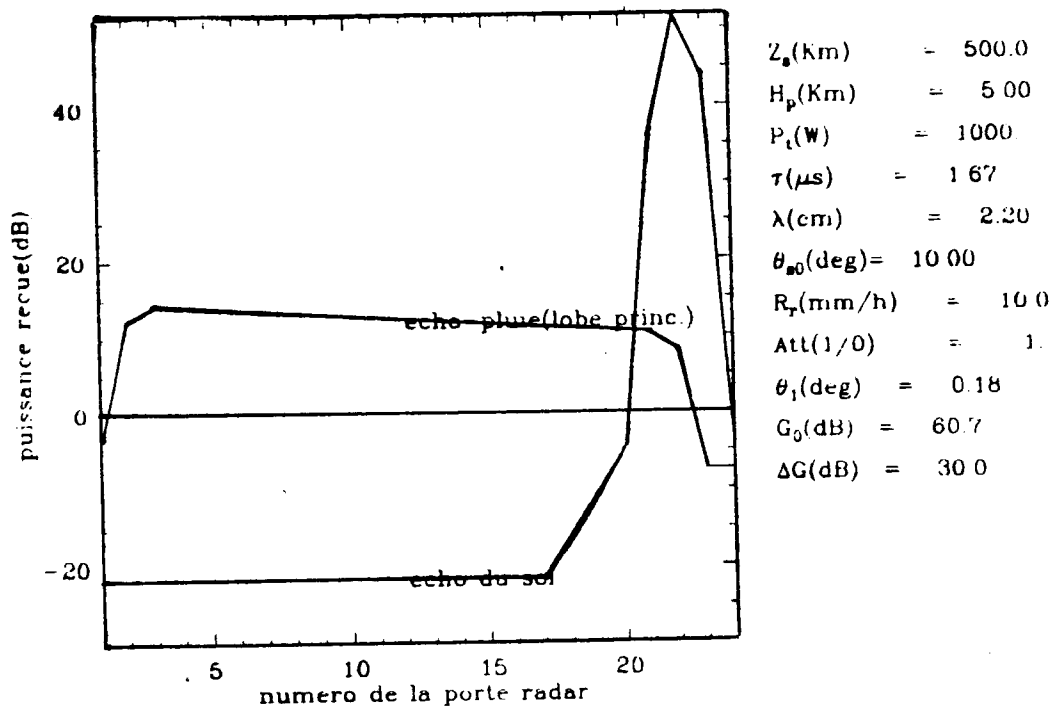


Fig. III.3: Echo d'une pluie uniforme provenant du lobe principal et écho du sol dans le lobe principal et dans les lobes secondaires pour un angle de visée θ_{s0} de 10° .

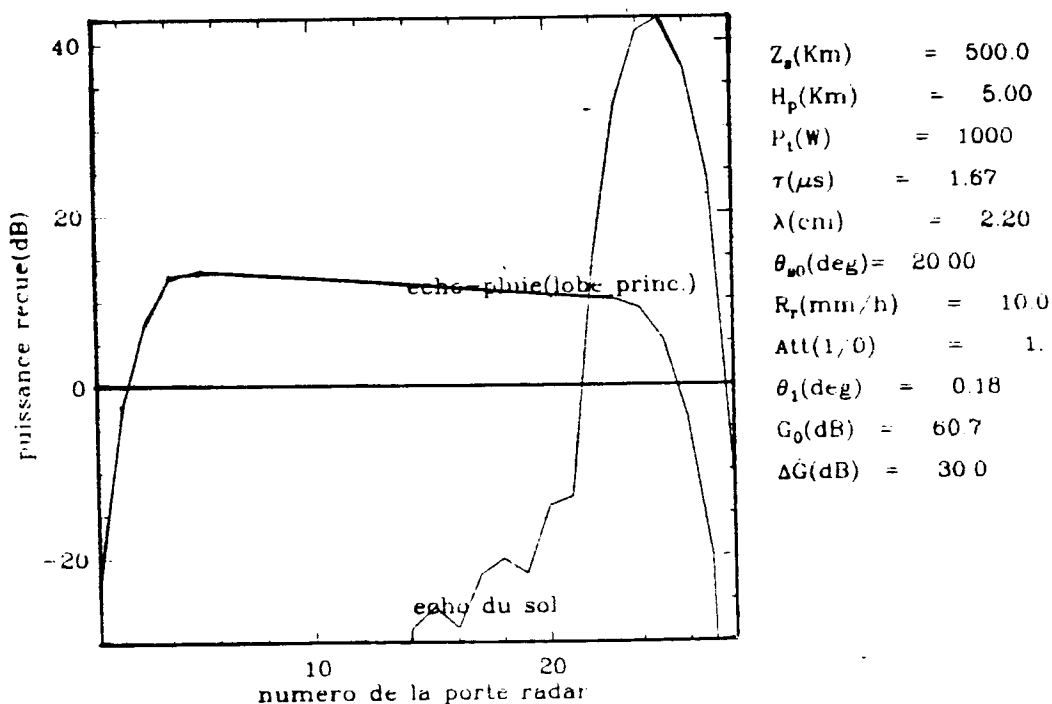


Fig. III.4: Echo d'une pluie uniforme provenant du lobe principal et écho du sol dans le lobe principal et dans les lobes secondaires pour un angle de visée θ_{s0} de 20° .

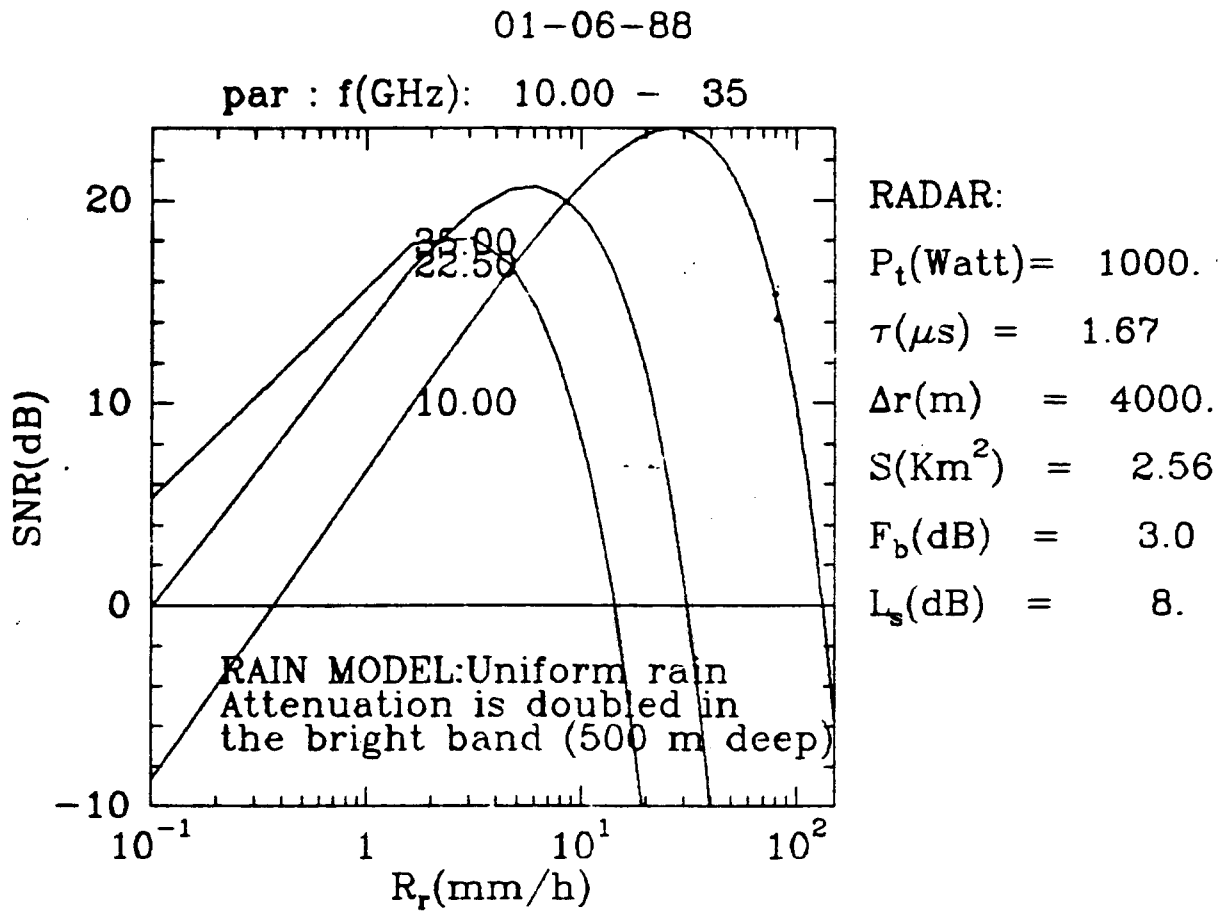


Fig. III.5 : Rapport signal à bruit SNR à une profondeur de $\Delta r = 4 \text{ Km}$ dans une pluie uniforme, en fonction du taux précipitants R_r et à différentes fréquences f du radar (10 GHz, 22.5 GHz et 35 GHz)

IV_ ECHANTILLONNAGE

Dans la mission BEST, les mesures radar seront utilisées principalement pour contribuer à la détermination des moyennes climatiques de taux précipitants sur une période de l'ordre d'un mois, sur des aires typiques de 500 Km x 500 Km (environ 5° x 5°) situées dans la ceinture tropicale couverte par le satellite. Dans ce chapitre on examine la grille d'échantillonnage obtenue pendant une période de temps, sa densité, la répartition des mesures, et l'aptitude d'un tel échantillonnage à déterminer des moyennes climatologiques correctes. Dans l'étude des orbites possibles, on a tenu compte seulement des exigences du radar, cependant la mission comprend d'autres instruments à bord du satellite (lidar Doppler, radiomètre,...) et le choix de l'orbite est le résultat d'un compromis entre les exigences des divers instruments. Ceci a amené à retenir une orbite de référence à **500 Km d'altitude avec une inclinaison proche de 30°**.

On est été amené à mettre au point certains logiciels permettant d'étudier globalement les problèmes d'échantillonnages en fonction des caractéristiques orbitales.

1_ ETUDE DE LA COUVERTURE SPATIALE ET TEMPORELLE

Le satellite fait des mesures dans une ceinture tropicale délimitée par l'angle de l'inclinaison de son orbite avec l'équateur. La grille de mesures obtenue est fonction de la répartition des traces du satellite au sol (donc du choix de l'orbite et son inclinaison) et de la répartition des visées dans une fauchée. Cependant le nombre total N_T des mesures pendant la période de temps T , considéré pour la moyenne (typiquement un mois), est indépendant de cette répartition (à altitude constante). En effet, en négligeant les temps de commutations de l'antenne, le produit de N_T par le temps de résidence est égale à T .

$$N_T T_{rd} \approx T \quad (IV.1)$$

T_{rd} est la somme du temps d'intégration T_i et le temps de propagation aller-retour t_{pr} . Une valeur approchée de T_i est

$$T_i \approx \frac{N_i}{1.2c_r \pi^{1/2} r_{az} V_{gt}} \lambda Z_s \quad (IV.2)$$

Pour N_i et r_{az} fixés et en négligeant la variation de V_{gt} avec l'altitude on a:

$$\frac{dT_i}{T_i} \approx \frac{1}{T_i} \left[\frac{\partial T_i}{\partial Z_s} dZ_s + \frac{\partial T_i}{\partial \lambda} d\lambda \right] \quad (IV.3)$$

D'où:

$$\frac{dN_T}{N_T} \approx - \left[\frac{1}{1+t_{pr}/T_i} \frac{d\lambda}{\lambda} + \frac{dZ_s}{Z_s} \right] \quad (IV.4)$$

à λ constante une diminution de $x\%$ de l'altitude entraîne une augmentation du même pourcentage pour N_T . A Z_s constante et si $t_{pr}/T_i = 0.25$ une diminution de $x\%$ de λ entraîne une augmentation de $0.8x\%$ de N_T .

Notons aussi que la densité de mesures croît avec la latitude (pour des latitudes se trouvant dans la ceinture couverte par le satellite) (voir fig. IV.1).

Le facteur sur lequel on peut intervenir pour optimiser la qualité de l'échantillonnage est la répartition des mesures N_T dans la ceinture observée. Pour l'échantillonnage climatique de R, la répartition des mesures doit tenir compte des propriétés statistiques spatiales et temporelles des

précipitations.

a) La fauchée:

On a tendance à choisir la fauchée qui permet une couverture totale de la ceinture tropicale étudiée. Cependant pour avoir des mesures ponctuelles précises, le radar doit rester assez de temps pour avoir le maximum d'échantillons indépendants. Cette contrainte sur la précision ne permet pas à la fauchée de dépasser les 400 Km environ. Le calcul détaillé concernant la largeur possible de la fauchée sera effectué dans le chapitre V.

Dans la définition du système, on estime que **100 Km est une limite inférieure pour la fauchée (± 50 Km)**, il s'agit donc de trouver un compromis entre la précision de mesure et les espacements entre les visées de façon à satisfaire au moins ce minimum.

b) Orbite

Les pluies tropicales sont caractérisées par leurs grandes étendues et leur persistance (lignes de grains, amas convectifs, cyclones,...). Cependant, avec une plate-forme sur une orbite basse et faiblement inclinée, le meilleur échantillonnage en espace et en temps que l'on peut espérer, est de couvrir toute la ceinture tropicale en un temps minimum (1/2 journée) (on dispose d'environ 15 orbites par jours). En considérant les régions de l'équateur, la figure (fig. IV.2) nous montre qu'une telle couverture est irréaliste.

Par exemple avec une altitude de 500 Km et une inclinaison de 30° il faut une fauchée de **1350 Km (± 675 Km autour du nadir)** pour une couverture à l'équateur de **100%**. On remarque que les faibles inclinaisons exigent moins de fauchée (< 250 Km pour 5°), mais la ceinture couverte ne sera que de $\pm 5^\circ$. Pour avoir les fauchées nécessaires pour un taux de $x\%$ il suffit de multiplier les ordonnées sur la courbe par ce taux. Exemple un taux de recouvrement de 10% implique, pour 500 Km d'altitude et 30° d'inclinaison, une fauchée de 135 Km. Etc...

On est conduit à relâcher les contraintes dans deux sens (en temps et en espace):

- Couvrir la ceinture tropicale sur une durée plus longue (quelques jours): Cette durée est limitée supérieurement par la nécessité d'échantillonner suffisamment le cycle diurne (au moins 4 mesures sur le cycle) et de ne pas trop espacer, dans le temps, les visites d'une même région.

- Accepter d'avoir des trous dans cette couverture. Il est indispensable dans ce cas de passer périodiquement sur une même zone géographique pour des besoins d'étalonnage et/ou de comparaison avec des données sol.

Le maillage obtenu à l'équateur, pendant une période de répétitivité géographique, doit être adapté aux échelles climatologiques (domaines de $500 \times 500 \text{ Km}^2$) sur lesquelles seront estimées les moyennes mensuelles des précipitations. La répétitivité géographique doit alors être comprise entre **3 et 7 jours (voir fig. IV.3)**. Avec une répétitivité de 5 jours, une altitude de 500 Km, une inclinaison de 30° , qui sont les paramètres retenus pour la mission BEST et avec une fauchée de 100 Km, pour le radar, on peut couvrir jusqu'à 50% de la surface à l'équateur.

Les figures (fig. IV.4, fig. IV.5 et fig. IV.6) permettent de choisir l'inclinaison et l'altitude du satellite pour avoir une répétitivité géographique ou/et solaire données. La figure (fig. IV.3) sert à déterminer le décalage horaire entre deux passages successifs du satellite au-dessus d'une même région, et donc de connaître la manière dont le cycle diurne est échantillonné. Les formules mathématiques utilisées pour étudier les différents aspects d'échantillonnage liés au choix de l'orbite, sont décrites dans l'annexe E.

Comme étude préliminaire de la qualité de l'échantillonnage, on peut étudier le nombre de mesures qu'on peut faire dans un domaine de $5^\circ \times 5^\circ$ pendant un mois. La figure (fig. IV.1) montre que le nombre de mesures par domaine est minimum à l'équateur. Néanmoins sur un mois

on peut avoir à peu près 150000 mesures. On aura 6000 mesures (dont 600 environ indépendantes) pour estimer la quantité moyenne de pluies s'il pleut seulement pendant 4 % du temps.

2_ ETUDE DE LA QUALITE DE L'ECHANTILLONNAGE

L'échantillonnage spatial et temporel obtenu par le radar embarqué, dans la ceinture tropicale couverte et sur une période de temps T, permet d'estimer, par exemple, la valeur moyenne du taux de précipitation d'une région A sur la période T. On pose:

$\overline{R(A,T)}$ la moyenne réelle dans A pendant T et $\langle R(A,T) \rangle_M$ la moyenne estimée où M est le nombre de passages du satellite sur A pendant T. Soit $R_i(A)$ la moyenne sur A pendant le ième passage. On a les relations suivantes:

$$\overline{R(A,T)} = \frac{1}{T} \int_0^T dt \int_A R(x,t) dx \quad (IV.5)$$

$$R_i(A) = \frac{1}{A_i} \int_{A_i} R(x,t_i) dx \quad (IV.6)$$

A_i peut être légèrement différente de A.

$$\langle R(A,T) \rangle_M = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M R_i(A) \quad (IV.7)$$

L'erreur moyenne d'estimation (sur toutes les régions A) s'écrit donc:

$$E^2(T) = \langle (\langle R(A,T) \rangle_M - \overline{R(A,T)})^2 \rangle \quad (IV.8)$$

La qualité de l'échantillonnage, caractérisée par $E^2(T)$ dépend des échelles des variations spatiales et temporelles des précipitations. Des études ont montré que les échelles temporelles dépendent de l'étendue de la région sur laquelle on effectue la moyenne (Crane 1981, Laughlin 1981). Par exemple dans GATE (GARP Atlantic Tropical Experiment) le temps de corrélation, sur une région de $(280 \text{ Km})^2$, est de l'ordre de 7 heures (Laughlin 1981). Pour réduire les erreurs d'échantillonnage, on doit tenir compte aussi du cycle diurne observé sur plusieurs régions (Wallace 1975). Certains modèles ont été proposés dans la littérature pour estimer l'erreur d'échantillonnage (Bell 1987, McConnell 1987), cependant il reste beaucoup d'efforts à faire dans ce domaine pour avoir des résultats plus précis.

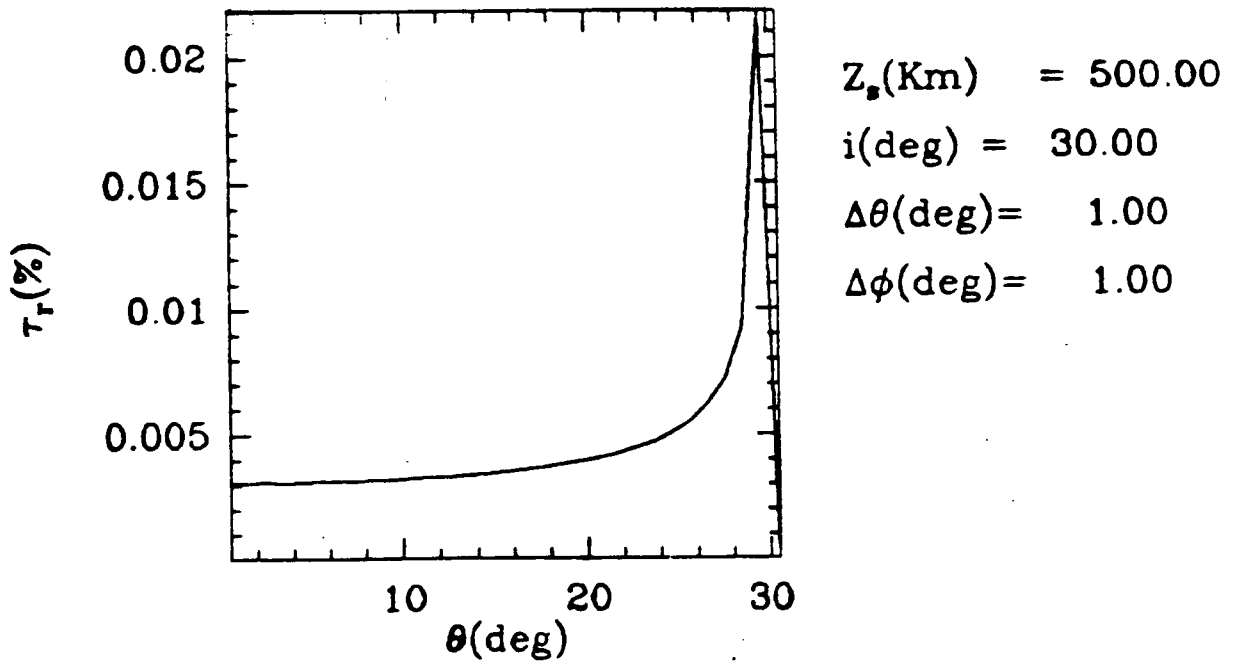


Fig. IV.1: Densité d'échantillonnage par boîte de $1^\circ \times 1^\circ$ (en pourcentage) en fonction de la latitude θ pour $i=30^\circ$.

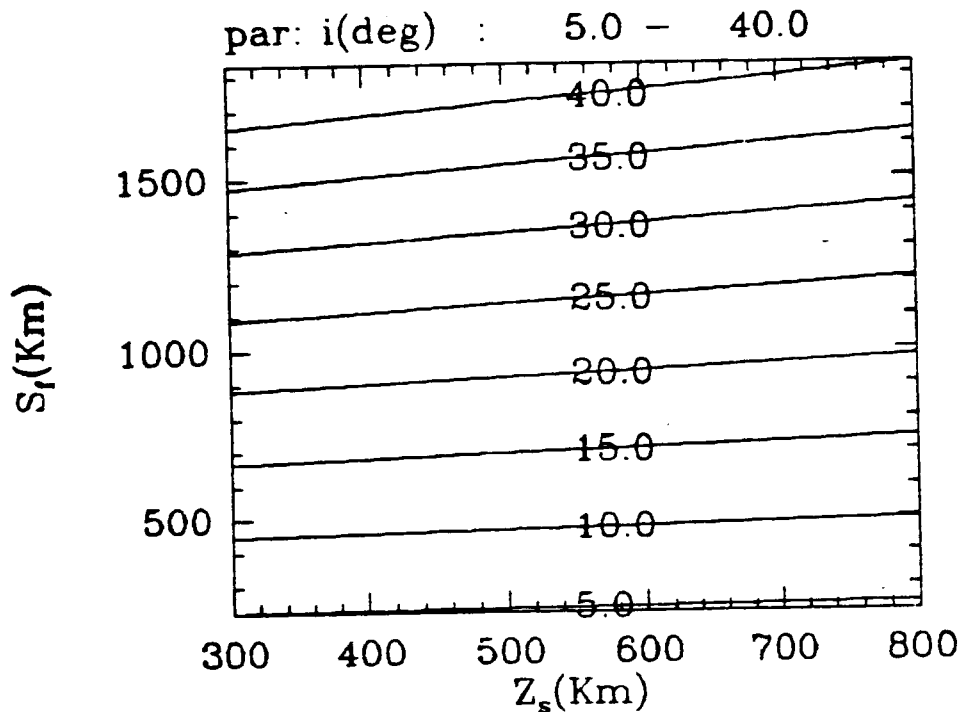


Fig. IV.2: Largeur de fauchée S_f nécessaire pour obtenir une couverture continue en surface près de l'équateur pour les mesures radar, en fonction de l'altitude Z_s du satellite pour différentes inclinaisons i de l'orbite.

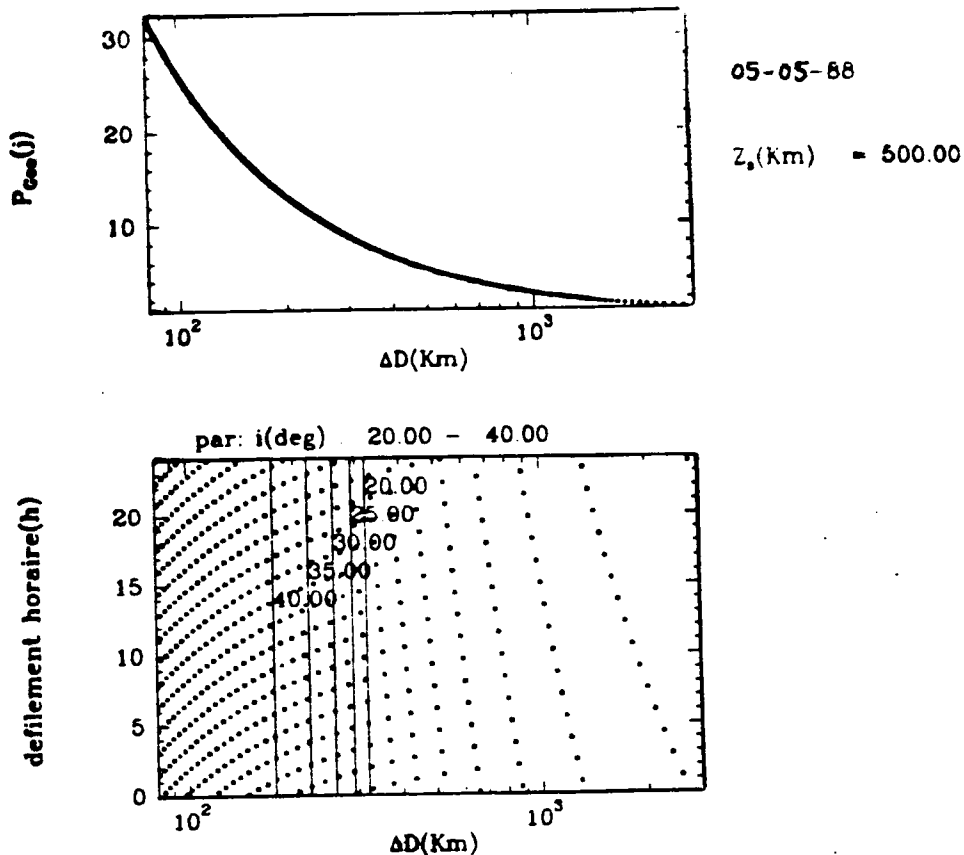


Fig. IV.3 : (a) Période de répétitivité géographique (en jour) en fonction de la distance ΔD entre deux traces voisines du satellite. (b) Le défilement horaire entre deux périodes successives de répétitivité géographique en fonction de la distance ΔD entre deux traces voisines du satellite pour différentes inclinaisons i de l'orbite.

repetitivite-solaire

05-05-88

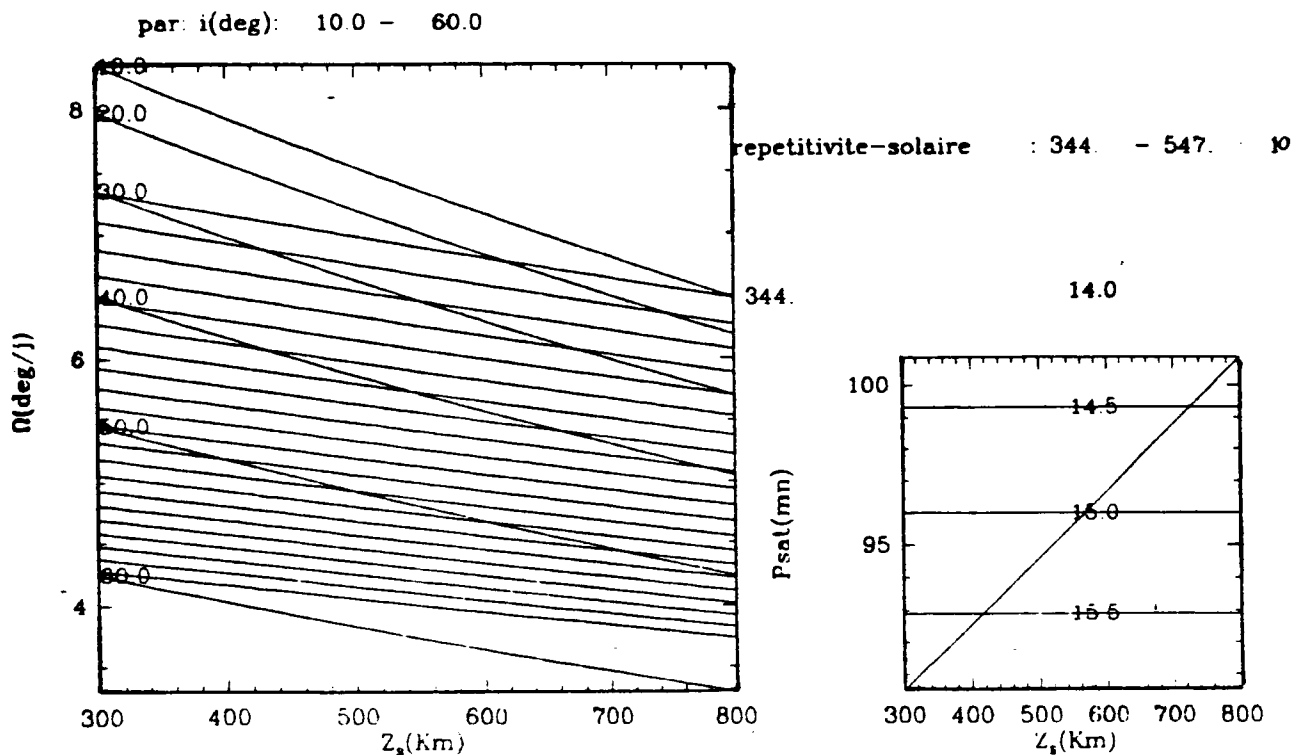


Fig. IV.4: Vitessé de rotation du plan orbital Ω en fonction de l'altitude et de l'inclinaison d'un satellite (orbite circulaire) et les orbites possibles pour avoir une répétitivité solaire.

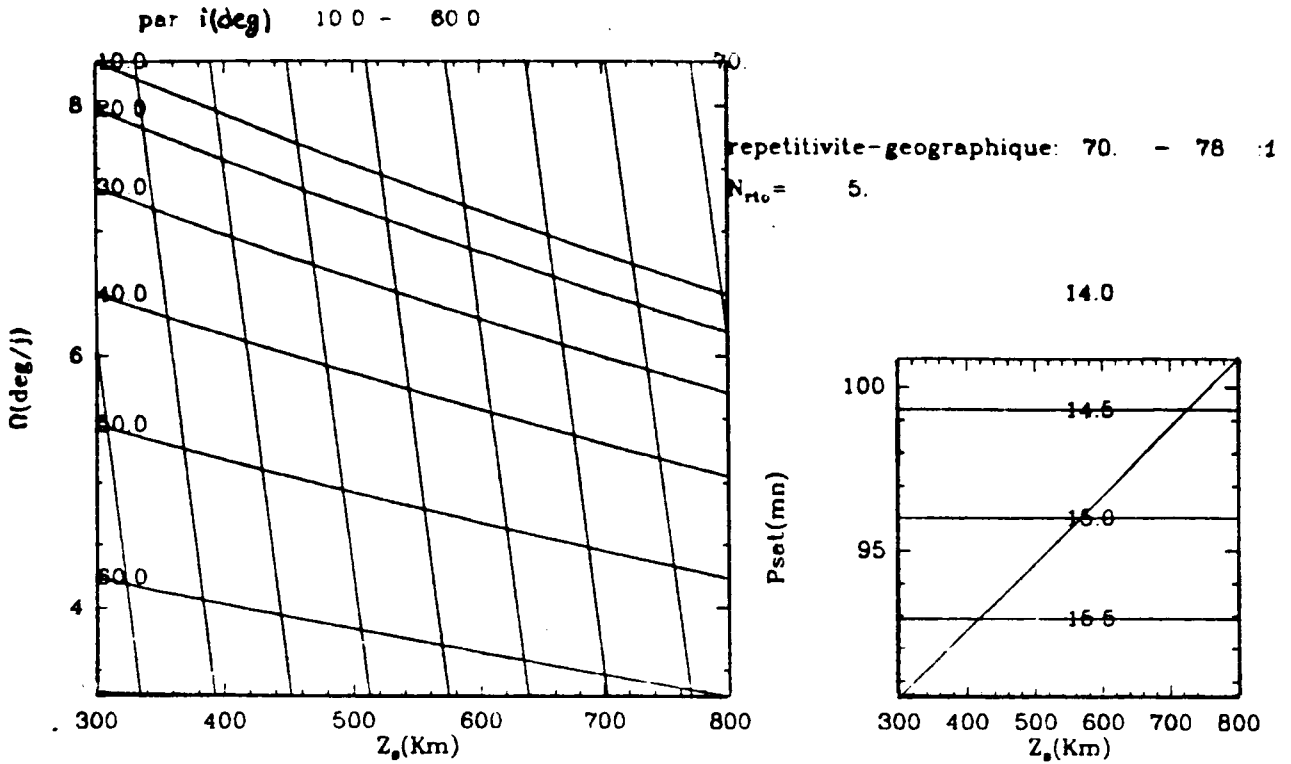


Fig. IV.5: Vitesse de rotation du plan orbital Ω en fonction de l'altitude et de l'inclinaison d'un satellite (orbite circulaire) et les orbites possibles pour avoir une répétitivité géographique correspondant à 5 rotations relatives de la terre par rapport au plan orbital du satellite.

repetitivite-geo+solaire

05-05-88

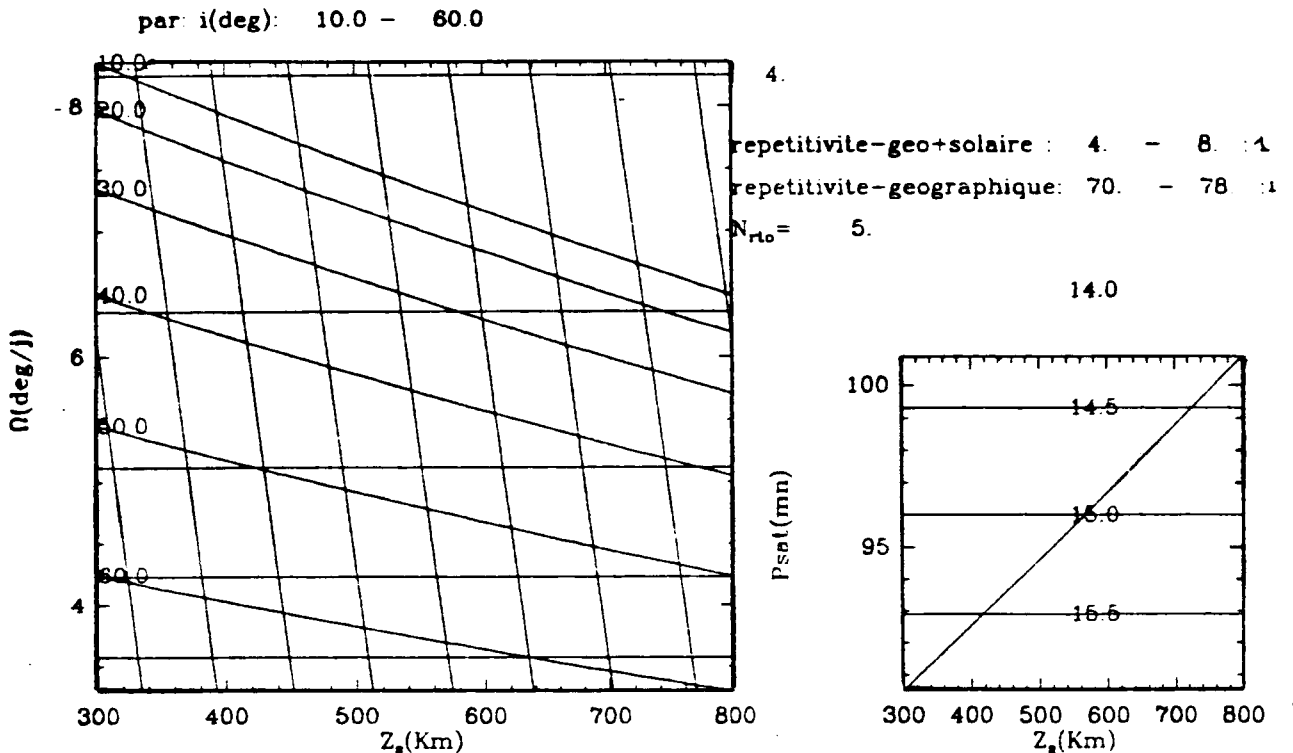


Fig. IV.6: Vitesse de rotation du plan orbital Ω en fonction de l'altitude et de l'inclinaison d'un satellite (orbite circulaire) et les orbites possibles pour avoir simultanément une répétitivité géographiques et solaire correspondant à 5 rotations relatives de la terre par rapport au plan orbital

V_ DEFINITION DU SYSTEME PROPOSE

Dans la définition du système, on propose une version de base qui satisfait au minimum les exigences scientifiques. A cette solution de base on peut ajouter certaines options ou extensions afin d'améliorer les performances du système.

L'instrument de base est un radar à impulsion monofréquence et avec un seul faisceau. Cet instrument doit être capable de fournir des estimations fiables des moyennes des taux précipitants, sur une durée d'un mois et pour une région de l'ordre de 500 Km x 500 Km. La fiabilité de ces moyennes dépend de l'étendue de cette région (valeur de référence 500 Km x 500 Km), de la qualité de l'échantillonnage spatial et temporel, de la précision de l'instrument et de la gamme détectable des taux précipitants. Avec une seule plate-forme, il est impossible d'avoir une couverture sans trous en temps et en espace, comme il est impossible de couvrir tous les taux précipitants avec un radar monofréquence.

Le choix des paramètres du radar est un compromis entre l'échantillonnage (fauchée, espacement des visée, orbite), la précision des mesures (résolution, nombre équivalent d'échantillons indépendants, rapport signal à bruit) et la gamme détectable des taux précipitants. Les deux premiers points sont très liés, en effet le produit du nombre totale d'échantillons N_T par le temps de résidence T_{Td} est constant et égal à la période de temps T de moyenne (voir (IV.1)) et ceci indépendamment de l'orbite et des paramètres radar. La répartition de N_T dépend du choix de l'orbite et de la latitude, sa densité moyenne croit si l'inclinaison de l'orbite diminue étant donnée que la ceinture couverte diminue.

Le problème consiste à optimiser (rendre maximum) le nombre équivalent d'échantillons indépendants N_i (qui est proportionnel au temps d'intégration T_i par visée), le nombre d'échantillons N_T obtenu pendant la période de moyenne T et la gamme détectable des taux précipitants. Il s'agit aussi de bien répartir les échantillons N_T (choix de l'orbite).

A énergie fournie au radar constante et résolution fixée, les seuls paramètres susceptibles d'augmenter à la fois N_i et N_T sont l'altitude du satellite et la longueur d'onde (cf. § IV.1). La diminution de l'altitude du satellite augmente la décorrélation temporelle du signal mesuré (donc N_i à T_i constante) et diminue le temps de propagation aller-retour. Une décroissance de la longueur d'onde augmente aussi la décorrélation du signal. Cependant la gamme détectable des taux précipitants est meilleure en augmentant la longueur d'onde. Il est vrai que le radar devient moins sensible aux très faibles taux précipitants (<1 mm/h), mais si on tient compte de la décroissance du rendement en puissance émise (pertes de système, rendement de l'émetteur) pour les ondes courtes la dégradation de cette sensibilité devient faible (par exemple entre $\lambda=1$ cm et $\lambda=2$ cm).

Dans ce chapitre, on liste les contraintes et les exigences sur le système, étudiées dans les chapitres précédents. En utilisant les logiciels de simulation mis au point (voir annexe G), on définit alors les paramètres d'une version minimale du système et on examine les améliorations possibles. Enfin, on donne les caractéristiques et les performances du radar proposé pour la mission BEST.

1_ TABLEAU DE FACTEURS DE DIMENSIONNEMENT

Pour pouvoir fixer les caractéristiques du radar, il est nécessaire de recenser les contraintes dues aux impératifs scientifiques et/ou technologiques, énoncés dans les chapitres III et IV.

Plate-forme:

- Altitude de la plate-forme: entre 400 et 600 Km.
- Inclinaison de l'orbite: proche de 30°
- Cycle de répétitivité géographique des orbites: de l'ordre de 5 jours.

Radar:

- Dimension de l'antenne : < 10 m.
- Résolution transverse de l'antenne : < 3 Km.
- Résolution radiale de l'ordre de 250 m
- Fréquence(s) d'opération du radar: entre 14 et 35 GHz.
- Gamme de taux précipitant détectable: minimum 0.5 mm/hr, maximum 50 mm/hr (pour une hauteur de pluie uniforme de 5 Km).
- Energie totale consommée par le radar: quelques centaines de Watts
- Fréquence de répétition des impulsions: PRF < 3.5 KHz
- Précision sur la mesure : < 0.7 dB
- Fauchée d'un radar à balayage transverse: > 100 Km sans dépasser un angle de balayage de $\pm 20^\circ$.

2_ ETUDE D'UNE VERSION MINIMALE

a_ Caractéristiques essentielles

a1) choix de la longueur d'onde et de la résolution

Pour un radar monofréquence, embarqué sur satellite (énergie limitée), une règle s'impose si on veut avoir une gamme des taux précipitants détectables la plus large possible: il faut choisir la longueur d'onde la plus grande (<3 cm) qui respecte les contraintes sur la taille de l'antenne et la résolution transverse du radar.

En fixant la résolution transverse, la figure (fig. V.1) montre que pour avoir une gamme minimale de 0.5 à 50 mm/h la longueur d'onde doit être supérieur à 2 cm (<15 GHz), en effet, pour des taux précipitants élevés la puissance reçue par le radar décroît rapidement à cause de l'atténuation sur le trajet aller-retour du signal. Cette décroissance est d'autant plus forte que la fréquence est élevée. Pour étudier la gamme détectable de taux précipitants, on a utilisé les relations Z_e -R établies à partir des résultats de Wexler et Atlas (1963) et les relations k-R formulées à partir des résultats d'Atlas et Ulbrich (1974) pour une pluie de 18°C et en considérant la diffusion de Mie. Le signal pluie reçu par le radar est proportionnel à la puissance émise et inversement proportionnel à la résolution transverse (voir la formule III. 10). Cependant le gain en gamme détectable par une augmentation de la puissance émise ou une diminution de la résolution est faible. Une puissance émise de l'ordre de 1 KW est assez réaliste pour un radar embarqué sur satellite.

En considérant le nadir, la résolution transverse r_t (en azimut ou en site), la longueur l_t de l'antenne et la longueur d'onde λ sont liées par la formule:

$$r_t = k_t \frac{\lambda}{l_t} Z_s \geq k_t \frac{\lambda}{l_{\max}} Z_s = r_{\min} \quad , \quad k_t \approx 1.45$$

k_t correspond à des niveaux de lobes secondaires de 30 dB. l_{\max} est donnée par les contraintes technologiques. Par exemple pour $\lambda=2$ cm (resp. 3 cm) et $l_{\max}=10$ m et $Z_s=500$ Km alors $r_{\min}=1.450$ Km (resp. 2.175 Km). En réduisant Z_s on peut réduire la taille de l'antenne (voir fig. 16) ou/et r_{\min} .

Dans la définition du système la résolution spatiale doit être privilégiée afin de minimiser les biais dûs aux effets d'hétérogénéité de répartition de la pluie dans le lobe. De tels biais devenant intolérables pour des résolutions horizontales excédant la moitié de la dimension caractéristique des cellules de pluie (quelques Km). En s'éloignant du nadir la résolution se dégrade (voir fig. V.3) et le nombre de portes touchant le sol ou non remplies augmente (voir fig. V.4). Par exemple pour une résolution au nadir de 1600 m, cette résolution se dégrade jusqu'à 1675 m (resp. 1780 m) pour une fauchée de 200 Km (resp. 400 Km). La figure (fig. V.4) montre comment le nombre de portes touchant le sol (et donc contaminées par le signal sol) et le nombre des portes non-remplies augmentent pendant le balayage suivant la résolution transverse au nadir.

Le choix de la résolution radiale dépend de la variabilité verticale des précipitations, de l'angle maximal de balayage et de la hauteur de la bande brillante (quelques centaines de mètres), une valeur de 250 m est satisfaisante (durée d'impulsion = 1.67 microseconde). Le rapport signal à

bruit est proportionnel au carré de la durée d'impulsion et la division par 2 de la durée d'impulsion (donc de la résolution radiale) entraînerait une perte de 6 dB.

Il faut signaler que les fréquences proches de 35 GHz ont une gamme détectable faible (voir fig. V.2), un rendement en énergie mauvais (faible rendement de l'émetteur : 10% environ, et pertes dans les guides d'onde élevées), cependant les relations k-R correspondantes sont peu sensibles à la variation de la distribution dimensionnelle des gouttes de pluie.

a2) Choix de la fauchée et du temps d'intégration

La fauchée S_f dépend du temps de résidence par visée, des espacements entre les visées (d_1 dans le sens du balayage et d_2 dans le sens du mouvement de la plate-forme) et de l'altitude de la plate-forme.

$$S_f \approx 2Z_s \operatorname{tg}(\theta_m), \quad 2\theta_m = \frac{d_1 d_2}{Z T_{rd}} V_{gt} \quad \text{et} \quad \theta_m \leq 20^\circ$$

Pour rendre S_f maximum, on doit augmenter les espacements et minimiser le temps de résidence sans dégrader la précision (voir fig. V.5). Le choix des espacements dépend de la corrélation spatiale des précipitations. Etant donné les tailles des cellules de pluie, on estime que des espacements de l'ordre de 3 Km (ce qui correspond à $ep \approx 2$ pour une résolution transverse de 1.5 Km environ) sont acceptables. Rappelons que le temps de résidence est la somme du temps d'intégration T_i et le temps de propagation aller-retour t_{pr} . Pour une intégration continue (i.e. PRF infini), le nombre équivalent N_i d'échantillons indépendants (pour $N_i > 10$) est proportionnelle à T_i (voir l'équation (B.16) dans l'annexe B):

$$T_i \approx c_{1r} \frac{N_i}{\sigma_f} \approx \frac{c_{1r} N_i}{0.6} \frac{\lambda}{r_{az}} \frac{Z_s}{V_{gt}}$$

minimiser T_i à N_i et r_{az} constants, consiste à minimiser Z_s et/ou λ . On ne peut pas réduire de façon significative la longueur d'onde sans dégrader sévèrement la gamme détectable de taux précipitants. En ce qui concerne l'altitude de la plate-forme, elle est limitée inférieurement par la force de freinage de l'atmosphère ($Z_s \geq 400$ Km). Le temps de propagation aller-retour est proportionnel à l'altitude de la plate-forme. Donc une diminution de l'altitude de satellite permet d'augmenter la fauchée, pour une précision de mesure donnée, ou d'augmenter la précision si la fauchée est fixée.

Une précision de l'ordre de 0.7 dB nécessite un nombre d'échantillons indépendants de l'ordre de 60 (récepteur logarithmique, (voir fig. V.7), cependant il n'est pas possible d'avoir en même temps une telle précision et une fauchée supérieure à 100 Km (avec $ep \approx 2$) comme il est proposé dans la partie V.1 (voir fig. V.5). La figure (fig. V.6) montre les espacements possibles en fonction de la fauchée. On voit qu'avec 100 km de fauchée, on obtient seulement $N_i = 30$. On doit donc chercher à augmenter N_i (le doubler) sans réduire la fauchée. Ceci peut être obtenu en utilisant une technique qui ne modifie pas le temps de résidence par visée: soit l'agilité sur deux fréquences, soit la compression d'impulsion, soit deux faisceaux.

a3) Choix du PRF

On doit choisir le PRF de façon à exploiter au maximum le temps d'intégration disponible, sans gaspiller l'énergie. Pour un T_i donnée le nombre maximum $N_{i\max}$ d'échantillons indépendants est obtenu quand on suppose que le PRF est infini. Cependant à partir d'un certain PRF le N_i obtenu est très proche de $N_{i\max}$ et toute augmentation au delà de ce PRF est inefficace et augmente inutilement la consommation en énergie (voir fig. V.10). Soit PRF_{\min} , la valeur de PRF à partir de laquelle les échantillons commencent à être corrélés. En utilisant la formule (B.16) de l'annexe B on peut calculer une valeur approximative du PRF_{\min} :

$$\text{PRF}_{\min} \approx \frac{N_{i\max} - 1}{T_i} = 2c_r \pi^{1/2} \sigma_f - \frac{1}{T_i}$$

Pour $Z_s=500$ Km, $\lambda=2.2$ cm, $\sigma_f \approx 650$ Hz et $c_r=1.227$ (récepteur logarithmique) et si on considère des temps d'intégration supérieurs à 5 ms alors PRF_{\min} est de l'ordre de 2800 Hz.

La valeur maximale du PRF est imposée par la distance non-ambiguë, elle est de 3500 Hz environ (voir § III.3.a et fig. V.11).

La figure (fig. V.8) donne l'élargissement du spectre Doppler en fonction de l'altitude du satellite et pour plusieurs longueurs d'onde, et la figure (fig. V.9) donne N_i en fonction du temps d'intégration pour $\sigma_f=650$ Hz ($\lambda=2.2$ cm, $r_t=1.6$ Km et $Z_s=500$ Km).

b_ Possibilités d'amélioration

Dans le § V.2.a on a essayé de satisfaire des exigences minimales en précision et en fauchée. Si on peut accorder plus d'énergie au radar (ceci dépend de la charge de la plate-forme) le système minimal peut être amélioré sur plusieurs points:

- Augmenter la fauchée
- Augmenter la précision
- Supprimer la nécessité d'étalonner le radar

Ces améliorations peuvent se faire par les techniques suivantes:

b1) Agilité en fréquence

Il s'agit d'émettre au lieu d'une seule impulsion, un paquet d'impulsions au rythme du PRF. La fréquence d'émission est légèrement modifiée entre deux impulsions consécutives dans un même paquet pour obtenir des échos décorrélés. Après n impulsions, constituant un paquet, on revient à la fréquence initiale. Le décalage entre deux impulsions consécutives dans un paquet doit être supérieur à l'inverse de la durée d'impulsion pour avoir des échantillons indépendants (Marshall et Hirschfeld 1953, Wallace 1953, Goldhirsh 1979). Le décalage total entre f_1 et f_n doit être faible pour que les lois physiques soient pratiquement les mêmes aux différents f_i et pour que le dépointage du faisceau de l'antenne soit faible:

$$\frac{\Delta f}{f} < 10^{-2} \text{ environ}$$

L'énergie consommée est une fonction linéaire de n . Les équipements antenne, émetteur et récepteur peuvent être communs, seuls les oscillateurs locaux et le système de détection doivent être multipliés par n . La séparation des échos se fait par filtrage.

Cette technique permet de multiplier par n le nombre d'échantillons indépendants ou d'augmenter la fauchée. La fauchée n'est pas une fonction linéaire de n , pour une précision donnée, car le temps de résidence n'est pas divisé par n à cause du temps de propagation aller-retour.

b2) Compression d'impulsions

Le principe de la compression d'impulsions consiste à transformer une longue impulsion en une courte impulsion qui à la même énergie. Son intérêt est d'avoir une puissance crête beaucoup plus grande que ne le permet l'émetteur (Nathanson 1969, Skolnik 1980, Darricaut 1981, Gray 1973). Une puissance crête importante, nous laisse envisager la réduction des hauteurs des portes radar sans dégrader la gamme des taux précipitants détectable. Notre but n'est pas d'améliorer la résolution radiale (250 m), mais d'augmenter le nombre équivalent d'échantillons indépendants en moyennant sur plusieurs petites portes (de 40 à 60 m) (Austin 1974) qui, associées ensemble,

forment une porte radar (250 m). Ce procédé nous permet de multiplier par 4 à 6 le nombre d'échantillons indépendants ou d'augmenter la fauchée. Par ce procédé l'énergie moyenne consommée augmente sensiblement si on veut conserver le même seuil de détectabilité (même rapport S/B) après compression. On peut par exemple envisager un taux de compression de 150 à partir d'une impulsion d'émission de 50 μ s pour obtenir une résolution radiale équivalente de 50 m. Une moyenne sur 5 portes permet alors de conserver la résolution radiale souhaitée de 250 m mais avec 5 fois plus d'échantillons indépendants. La puissance crête nécessaire dans l'impulsion longue pour maintenir le rapport S/B est de 167 W (au lieu de 1 KW) mais la puissance moyenne doit alors être de 30 W (pour les impulsions de 50 μ s) au lieu de 6 W (pour les impulsions de 1.67 μ s) avec la fréquence de répétition de 3500 Hz choisie.

Le plus grand inconvénient de cette technique est l'existence des lobes secondaires temporels dans l'impulsion comprimée. En effet ces lobes ne sont pas assez bas relativement au lobe principal et peuvent donc contaminer le signal provenant du lobe principal qui détermine la porte radar. Ce problème devient dramatique, proche du nadir, au dessus de l'océan où la réflexion spéculaire dans les lobes secondaires temporels peut empêcher toutes mesures surtout si le taux précipitant est faible (< 10 mm/h). Un niveau de lobes secondaires de l'ordre de 50 dB est nécessaire pour éviter ce problème ce qui est très difficile à réaliser. Ces considérations ont amené à proposer plutôt, pour la version minimale, l'utilisation de l'agilité en fréquence (2 fréquences) pour augmenter N_I d'un facteur 2 seulement, avec toutefois la nécessité de doubler certaines parties de l'équipement (oscillateurs locaux et systèmes de détection). Si la technique de compression d'impulsions s'avère utilisable en respectant les contraintes sévères évoquées sur le niveau des lobes secondaires temporels, elle sera préférée à l'agilité en fréquence en raison de ses capacités potentielles d'augmentation de N_I d'un facteur plus important (4 à 6).

Le moyen le plus simple est le plus fréquent pour faire la compression d'impulsion est le 'CHIRP'. Il s'agit de générer un signal de durée τ_L dont la fréquence varie linéairement tel que $\Delta f = B$ (B est la bande passante de l'impulsion). Dans un balayage électronique, le 'CHIRP' provoque un léger dépointage de l'angle de visée du radar. La variation de l'angle de visée est donnée par:

$$\Delta \theta_{0s} = \operatorname{tg}(\theta_{0s}) \frac{\Delta f}{f} \leq 0.36 \frac{\Delta f}{f}$$

Δf est de quelques MHz (3 MHz environ) donc la variation de l'angle est de l'ordre de 0.001° qui est à peu près 100 à 200 fois plus petite que l'ouverture de l'antenne.

b3) Radar bifréquence

L'introduction d'une deuxième fréquence plus élevée (vers 35 GHz) peut se justifier par la possibilité (i) de supprimer l'étalonnage du radar, (ii) d'utiliser des algorithmes de restitution de R fondés sur la mesure d'atténuation différentielle ou sur la connaissance de la différence du coefficient de rétrodiffusion du sol aux deux longueurs d'onde. En plus les fréquences proches de 35 GHz donnent des relations k-R peu sensibles à la distribution dimensionnelle des gouttes de pluie. Cependant ces algorithmes exigent une bonne précision (0.5 dB) et le même volume de résolution pour les deux longueurs d'onde.

b4) Pointage adaptatif

Il s'agit d'utiliser un radiomètre hyperfréquence pour piloter le radar. Le radiomètre doit avoir un champ de vue beaucoup plus grand que le radar. Il localise les zones de précipitation, en temps réel et en aval de la plate-forme ce qui permet au radar de choisir la région à balayer et donc d'optimiser globalement le pointage du radar. Ce procédé de pointage adaptatif permettrait donc de sélectionner l'exploration de la région précipitante. Le cas échéant, la consommation d'énergie à bord de la plate-forme peut être réduite par maintien du radar en état de veille en l'absence de précipitations à observer.

3_ RADAR PROPOSE POUR LA MISSION BEST

Dans la mission BEST, l'utilisation prioritaire des mesures radar est de contribuer à la détermination des moyennes climatiques de taux précipitants sur une période de l'ordre d'un mois (temps nécessaire à la couverture locale du cycle diurne en raison de la précession de l'orbite), sur des aires typiques de 500 Km x 500 Km (environ $5^\circ \times 5^\circ$) couvrant la ceinture tropicale.

L'étude de définition, pour une orbite à l'altitude de référence de 500 Km, a été conduite avec l'intention de proposer une version nominale aussi simple que possible de l'instrument et d'identifier des options plus complexes permettant éventuellement d'améliorer les performances.

a Version nominale

Les paramètres de définition et les performances prévues pour la version nominale du système, sont résumés respectivement dans les **Tables 1 et 2** et commentés ci-dessous.

Le radar proposé opère en bande Ku avec agilité sur deux fréquences voisines: 13.75 et 13.76 GHz. La puissance d'émission crête est de 1 KW, avec une fréquence de répétition des impulsions de 3500 Hz correspondant à une distance non ambiguë de 40 Km (sans marge). Cette distance peut être positionnée (± 20 Km par rapport à la surface) pour inclure les échos de pluie direct et miroir. La durée des impulsions est de $1.67 \mu\text{s}$ ce qui correspond à une résolution radiale de 250 m. La résolution horizontale (au nadir) est de 1.6 Km ce qui permet, en principe, de résoudre correctement des cellules de pluie d'une dimension horizontale minimale de 3 Km. Ces résolutions (radiale et horizontale) conduisent à des résolutions verticales équivalentes inférieures à 400 m aux bords externes de la fauchée centrale ($\theta_m = \pm 5.7^\circ$) et 700 m aux bords externes des fauchées latérales ($\theta_m = \pm 17^\circ$): de telles valeurs permettent de déterminer des profils verticaux de précipitation et de localiser la bande brillante avec une précision acceptable.

A 13.75 GHz, la résolution horizontale nécessite une antenne de dimensions 10 m x 10 m (ouverture du lobe $0.18^\circ \times 0.18^\circ$). Le niveau des lobes secondaires doit être suffisamment faible (typiquement < -30 dB) pour éviter de contaminer la mesure des échos de pluie par des échos de surface qui peuvent être très importants pour des angles d'incidence proches de la verticale, particulièrement sur l'océan.

La gamme de détection au sol, pour une épaisseur de pluie uniforme de 5 Km, s'étend de 0.3 à 60 mm/h (fig.V.1). Ceci est adapté à l'observation des pluies tropicales.

Les mesures ponctuelles sont réparties régulièrement en damier dans une fauchée de 100 Km de large, avec un espacement de 3 Km (dans les deux directions). Cette fauchée (± 50 Km) correspond à des incidences extrêmes du faisceau de $\pm 5.7^\circ$ par rapport au nadir. Une telle répartition des empreintes (une sur deux) a été jugée optimale pour permettre non seulement l'échantillonnage climatique des précipitations (moyennes mensuelles des taux précipitants) mais également une description suffisamment "fine" des systèmes ou parties de systèmes précipitants observés au cours de chaque passage du satellite (figure fig. Va).

Avec un temps de résidence par visée de 14 ms, correspondant à la somme du temps d'intégration effectif (11 ms) et du temps de propagation aller-retour de l'onde (≈ 3 ms), on obtient $N_i=30$ échantillons indépendants pour chaque fréquence. Les échos d'un même volume diffusant, obtenus aux deux fréquences (13.75 GHz et 13.76 GHz) sont décorrélés, ce qui donne $N_i=60$ (précision 0.7 dB). Les deux fréquences sont émises alternativement dans deux impulsions proches dans le temps (espacement de quelques μs), séparées par filtrage à la réception.

Compte tenu de la faible largeur de fauchée couverte par les mesures du radar, on propose d'utiliser les mesures du radiomètre micro-onde à grand champ de vue, prévu dans la mission pour détecter les zones précipitantes en aval de la plate-forme et optimiser globalement le pointage du radar. Les données du radiomètre permettent au radar de sélectionner l'exploration de la fauchée centrale ou de l'une ou l'autre des deux fauchées latérales jointives de même largeur (figure fig. Va). Les secteurs balayés sont: -5.7° à $+5.7^\circ$ (par rapport au nadir) pour la fauchée centrale, -5.7° à

-17° ou +5.7° à +17° pour les deux fauchées latérales. Le cas échéant, la consommation d'énergie à bord de la plate-forme peut être réduite par maintien du radar en état de veille en l'absence de précipitations à observer.

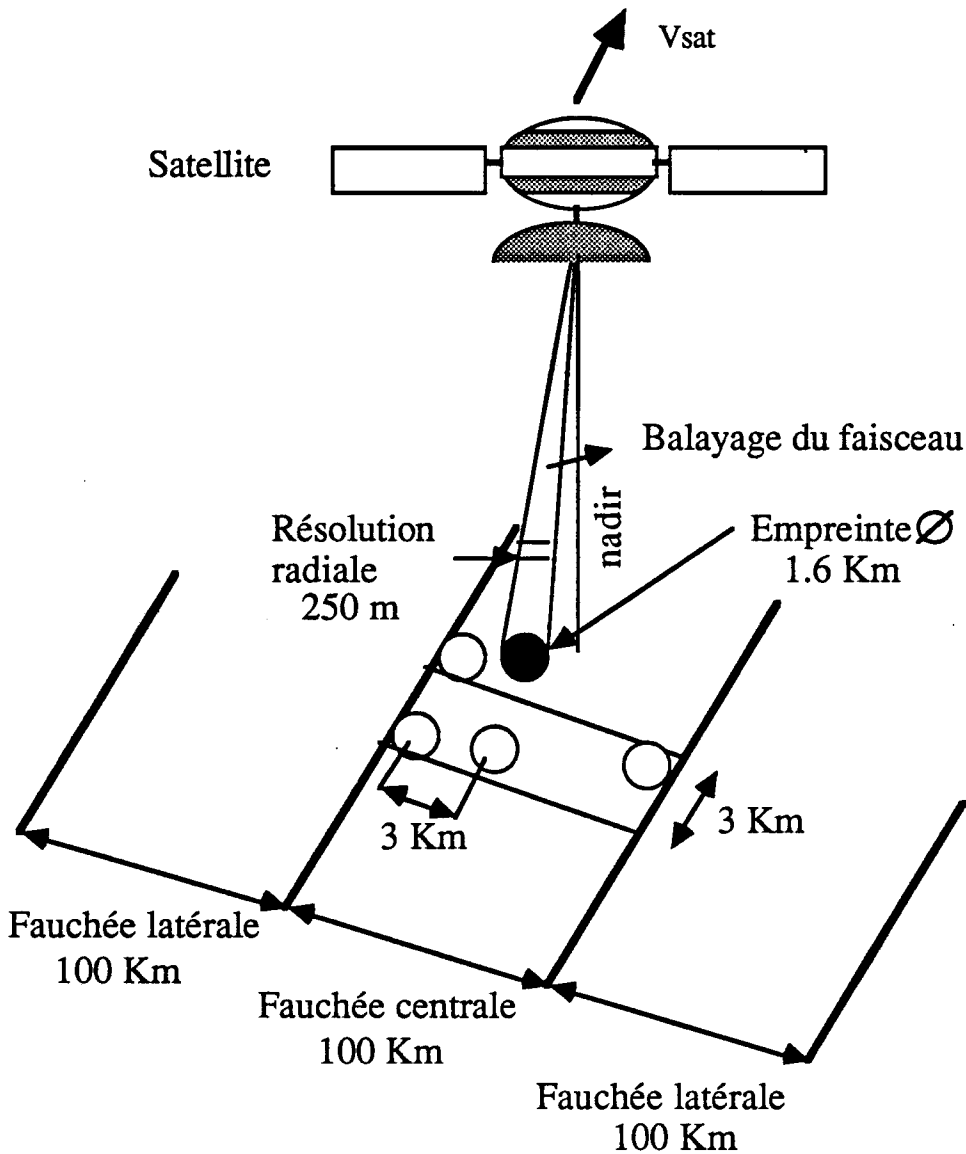


Fig. Va : Illustrations du concept général du radar en version nominale: répartitions des empreintes et les trois fauchées sélectionnables à partir du pointage adaptatif de l'antenne.

Enfin, le radar pourrait potentiellement délivrer environ 1.8×10^8 points de mesure (ou profils) sur un mois (temps requis pour couvrir localement le cycle diurne) dans la ceinture tropicale. Avec une répartition régulière des orbites, fondée sur un cycle de répétitivité géographique de 5 jours et un maillage équivalent de 250 Km, le nombre brut "moyen" de points de mesure contribuant au calcul des moyennes mensuelles de précipitations dans un domaine climatologique de $5^\circ \times 5^\circ$, serait alors d'environ 2×10^5 . Ce chiffre, qui doit être pondéré par un effet d'accumulation relatif vers les latitudes extrêmes ($\pm 30^\circ$), est comparable à celui prévu pour le radar de la mission TRMM. Cependant, dans le cas présent, il serait obtenu avec des mesures à plus haute résolution horizontale (1.6 Km au lieu de 4 Km) mais sur une plus faible largeur de fauchée (100 Km au lieu de 220 Km) au cours de chaque orbite.

b Versions optionnelles

Option 1: radar monofréquence (13.75 GHz) à compression d'impulsions

L'augmentation de N_I , obtenu par la compression d'impulsions, sert à accroître la largeur de la fauchée centrale (sans changer la répartition des mesures) et/ou améliorer la précision des mesures. Par exemple avec un gain sur N_I d'un facteur $n=4$, on peut soit porter la fauchée à 200 Km (temps d'intégration de 8 ms par visée) en conservant la même précision de mesure (avec $N_I=60$), soit améliorer directement la précision de mesure (avec $N_I=120$) sans modifier la fauchée, soit encore adopter un compromis intermédiaire jouant simultanément sur les deux paramètres.

Option 2: radar bifréquence (13.75 et 35 GHz) à compression d'impulsions

L'utilisation simultanée d'une deuxième fréquence permet d'appliquer des algorithmes de restitution des taux précipitants supplémentaires, fondés sur des mesures différentielles des échos rétrodiffusés par la pluie ou par la surface, et qui ne nécessitent pas a priori d'étalonnage absolu du radar. A cet effet, le choix d'une deuxième fréquence proche de 35 GHz paraît être optimal car il ajoute les avantages de pouvoir utiliser des relations K-R indépendantes de la DDG (Distribution Dimensionnelle des Gouttes de pluie) et d'identifier avec plus de certitude la présence de précipitations en phase glace.

Un gain d'un facteur $n=4$, obtenu par la compression d'impulsions, permet de garder la même fauchée, la même densité de répartition des empreintes et le même temps de résidence par visée que le cas nominal, et avec précision de mesures améliorée. On obtient $N_i=120$ (resp. 150) échantillons indépendants par visée à 13.75 GHz (resp. 35 GHz), ce qui donne une précision de mesure voisine de 0.5 dB (pour S/B > 10 dB).

On remarque qu'à 35 GHz, la valeur de N_i est plus élevée. Ceci résulte d'une diminution d'environ 30% du temps de décorrélation des échos par rapport au cas 13.75 GHz. En outre, la dimension d'antenne requise pour obtenir la même résolution horizontale (1.6 Km au nadir), n'est que de 3.9 m au lieu de 10 m. Cependant, le faible taux précipitant maximum détectable près du sol (< 20 mm/h), en raison de l'importance des effets d'atténuation (voir fig. V.2), limite fortement la gamme couverte par les deux longueurs d'ondes. Mais, la détection de l'écho dans seulement quelques portes radar à 35 GHz (les portes qui ne sont pas très atténuées) permet toujours d'exploiter les mesures simultanées à 13.75 et 35 GHz.

c Examen des aspects techniques

Dans la réalisation du radar proposé pour la mission BEST, certaines parties de l'équipement demandent le développement d'études spécifiques de faisabilité technique. On indique ci-dessous les principaux points qui devraient être étudiés en priorité, au cours d'une phase A, pour la version nominale et le cas échéant, pour les versions optionnelles de l'instrument.

Système d'antenne

Les caractéristiques de balayage de l'antenne en site sont les suivantes:

- Angle de balayage de $\pm 5.7^\circ$ par rapport à la position centrale de la fauchée
- Vitesse moyenne de balayage $\approx 13^\circ/s$
- Pointage adaptatif sur trois fauchées, leurs positions centrales sont 0° , $+11.3^\circ$ et -11.3° . La commutation entre les fauchées peut s'effectuer assez lentement (quelques secondes).

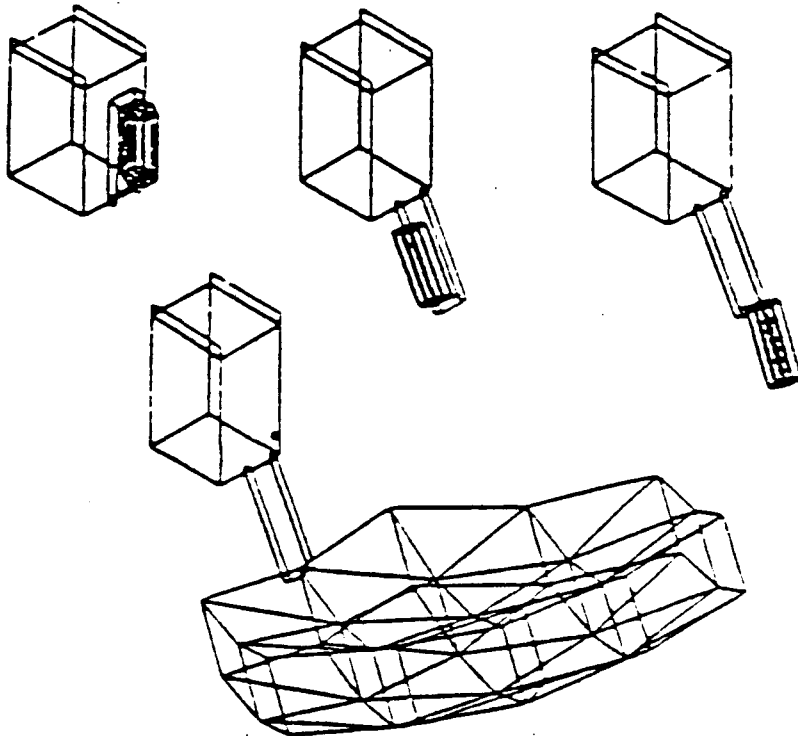
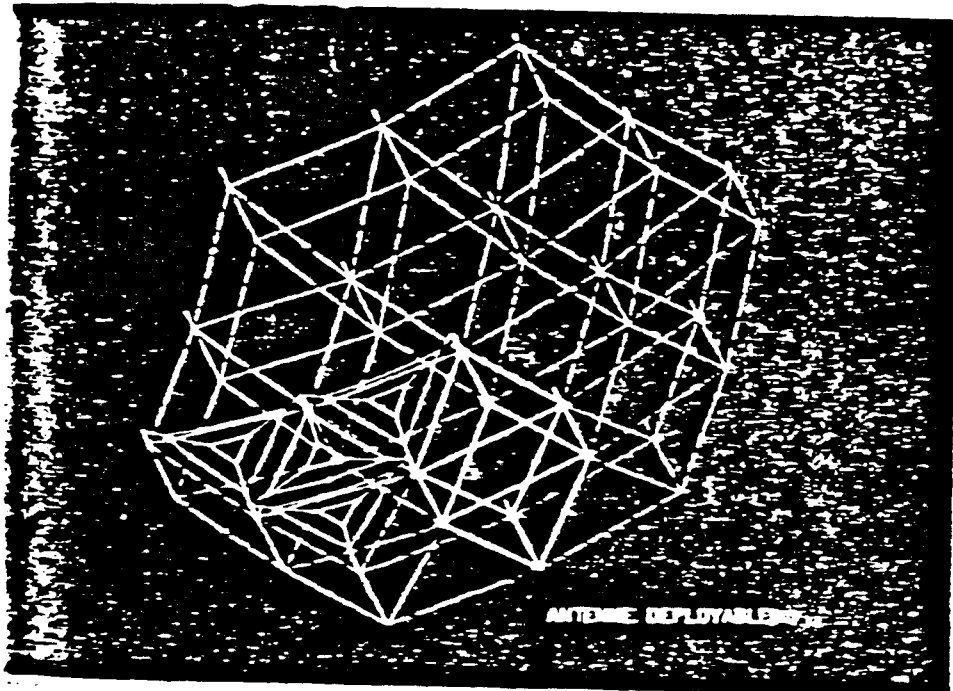
L'embarquement d'une antenne de grandes dimensions (10 m x 10 m), est à la limite des possibilités techniques actuelles. L'antenne, trop grande, doit être déployée après la mise en orbite de la plate-forme. En concertation avec le CNES (CST), une première analyse des techniques déjà

utilisées a été effectuée. Certaines de ces techniques nécessitent le pliage dans un seul plan à l'aide des panneaux repliables les uns sur les autres (exemple antenne SAR ERS1). On ne peut envisager cette solution que si on utilise un SAR pour mesurer les précipitations. Ceci n'est pas le cas du radar de la mission BEST. D'autres techniques permettent le pliage dans les deux plans, tels que les réflecteurs déployables en forme d'ombrelle (exemple TDRS) ou de type treillis. Le premier a été développé pour des antennes de 5 m de diamètre. Le second est adapté à des diamètres allant jusqu'à 10 m, ce qui est à priori le mieux adapté au problème. Ce concept d'antenne, avec qualification en bande Ku, a été étudié par l'AEROSPATIALE sous contrat CNES. La figure (fig. Vb) illustre le principe d'implantation et de déploiement de ce type de réflecteur. Une démonstration en vol du déploiement d'une tel type de réflecteur (d'une dimension de 3.8 m) à l'extérieur de la station spatiale MIR (projet ERA) est prévue courant 1988.

Le balayage rapide d'une grande antenne dans un secteur de $\pm 5.7^\circ$ (un plan de balayage) nécessite une antenne à balayage électronique. Un système à géométrie offset comportant, par exemple, un réseau de sources rayonnantes phasées, placées devant le réflecteur parabolique, permet d'obtenir un niveau sur les lobes secondaires inférieurs à -30 dB. La distance focale serait de l'ordre de 7 à 10 m et la taille du réseau, comportant une centaine de sources, d'environ 1.5 à 2 m.

Dans le cas du pointage adaptatif, l'antenne devra pouvoir déplacer globalement le centre du secteur balayé de $\pm 11.3^\circ$ par rapport au nadir pour observer l'une des trois fauchées possibles. On peut estimer à 10 à 20 secondes, le temps disponible pour réaliser ce dépointage global, ce qui laisse le choix entre (i) un système électronique qui aurait pour conséquence d'augmenter la complexité du réseau source et de provoquer éventuellement des déformations du lobe d'antenne aux incidences les plus fortes, (ii) un système mécanique impliquant une étude de l'interaction du mouvement de l'antenne (poids de l'ordre de 150 Kg) avec la stabilisation de la plate-forme. L'augmentation éventuelle de la largeur de la fauchée évoquée dans la version optionnelle 1 ne peut être envisagée que par une extension des capacités du balayage électronique.

Si, pendant le temps de résidence pour une visée (14 ms), on tolère une marge d'erreur de 10% sur la position de l'empreinte au sol (du même ordre de grandeur que le déplacement de 6% résultant du mouvement de la plate-forme), la stabilisation requise est de 0.02° en 14 ms (équivalent à $1.4^\circ/s$). Cette précision de pointage est compatible avec les performances actuellement réalisables.



PRINCIPLE OF AEROSPACIALE REFLECTOR DEPLOYMENT

Fig. Vb : Principe de déploiement d'un réflecteur de type treillis étudié par l'AEROSPACIALE (sous contrat CNES) pour atteindre une dimension d'antenne de 10 m en bande Ku

Emetteur-récepteur hyperfréquence

L'émetteur, de la version nominale, doit délivrer une puissance crête de 1 KW avec une fréquence de répétition des impulsions ($1.67 \mu\text{s}$) de 3500 Hz (la puissance moyenne requise est de 12 W, avec l'agilité en fréquence sur deux impulsions). Un émetteur pareil, embarquable sur satellite, n'est pas commercialisé actuellement.. Il est donc nécessaire d'étudier des configurations avec amplificateurs répartis en tenant compte de l'évolution rapide de la technologie dans ce domaine. Par exemple, on peut envisager (i) d'utiliser un nombre limité (une dizaine) de blocs émetteur-récepteur associés à des sous-réseaux distribués sur l'antenne, (ii) d'intégrer un module émission -réception à chaque élément du réseau d'antenne. Les études devront dégager les compromis possibles pour obtenir l'architecture la mieux adaptée au radar.

Utilisation de la compression d'impulsions

L'utilisation de la compression d'impulsions a été envisagée dans les deux versions optionnelles du système. Elle impose, pour fonctionner, des spécifications très sévères sur le niveau ($<-50 \text{ dB}$) des lobes secondaires temporels. Il est impératif de conduire des études relatives aux méthodes de pondération et de codage avec simulation des mesures pour atteindre ces performances.

Radar bifréquence

Le concept de radar bifréquence (option 2) doit être validé en tenant compte de l'état actuel et de l'évolution prévisible de la technologie à 35 GHz, surtout en ce qui concerne le rendement de l'émetteur et les pertes dans le système. Outre les problèmes de configuration d'antenne et de puissance des émetteurs, les études devront prendre en compte les contraintes supplémentaires liées à la coïncidence des lobes d'antenne aux deux fréquences.

TABLE 1: PARAMETRES DE DEFINITION DU RADAR EN VERSION NOMINALE**FREQUENCE**

13.75 et 13.76 GHz (agilité en fréquence sur 2 impulsions proches formant une paire)

EMETTEUR

-puissance crête (par impulsion)	1 KW
-durée d'une impulsion	1.67 μ s
-fréquence de répétition des paires d'impulsions	3500 Hz
-puissance moyenne	12 W

ANTENNE

-polarisation	linéaire
-ouverture du lobe à 3dB	0.18° x 0.18°
-dimensions	10 m x 10 m
-gain dans l'axe	60 dB
-niveau des lobes secondaires	< -30 dB
-limites angulaires du balayage	$\pm 5.7^\circ$
-position angulaire du centre de la zone de balayage (par rapport au nadir):	
fauchée centrale	0°
fauchées latérales	$\pm 11.3^\circ$

RECEPTEUR

-type	logarithmique
-dynamique	70 dB
-bande passante à l'entrée	50 MHz
-facteur de bruit	3 dB

PERTES SYSTEME

-perte totale dans le système (liaisons émetteur-antenne et antenne-récepteur, illumination d'antenne, jonctions)	8 dB
---	------

DEBIT DE DONNEES

-débit maximum d'informations à transmettre au sol	200 Kbits/s
--	-------------

MASSE ET CONSOMMATION (ESTIMATION)

-consommation électrique	150 W
-masse antenne	160 Kg
-masse totale	285 Kg

TABLE 2 : PERFORMANCES PREVUES POUR LE RADAR EN VERSION NOMINALE A L'ALTITUDE DE REFERENCE 500 KM

RESOLUTIONS SPATIALES ET FAUCHEE

-résolution radiale (longueur de porte)	250 m
-résolution horizontale (diamètre de l'empreinte du lobe au nadir)	1.6 Km
-largeur de fauchée:	
centrale	100 Km
latérale(s)	100 Km
sélection d'une des 3 fauchées par pointage adaptatif	
-angle d'incidence du faisceau (par rapport au nadir):	
au centre de la fauchée centrale	0°
aux limites de la fauchée centrale	5.7°
au centre d'une fauchée latérale	11.3°
à la limite interne (externe) d'une fauchée latérale	5.7° (17°)
-résolution verticale équivalente dans le plan de balayage pour une incidence (par rapport au nadir) de:	
0°	250 m
5.7°	400 m
11.3°	560 m
17°	700 m
-espacement des empreintes du lobe dans la fauchée:	
dans le sens du balayage	3 Km
dans le sens de la trace subsatellitaire	3 Km

DETECTABILITE ET PRECISION DES MESURES

-intervalle de distance non ambiguë:	
total	40 Km
par rapport à la surface	±20 Km
-facteur de réflectivité apparente minimum détectable (S/B= 0 dB)	8 dBZ
-gamme de taux précipitants mesurables au sol (pour une épaisseur de pluie uniforme de 5 Km) avec S/B ≥ 3 dB	0.3-60 mm/h
-rapport S/B dans la zone pluie pour:	
0.3 < R < 60 mm/h	≥ 3 dB
0.7 < R < 50 mm/h	≥ 10 dB
1.5 < R < 40 mm/h	≥ 15 dB
-temps de résidence (intégration) par visée	14 ms (11ms)
-nombre d'échantillons indépendants par visée (avec agilité en fréquence)	60
-précision sur la mesure de puissance pour S/B ≥ 10 dB	≤ 0.7 dB

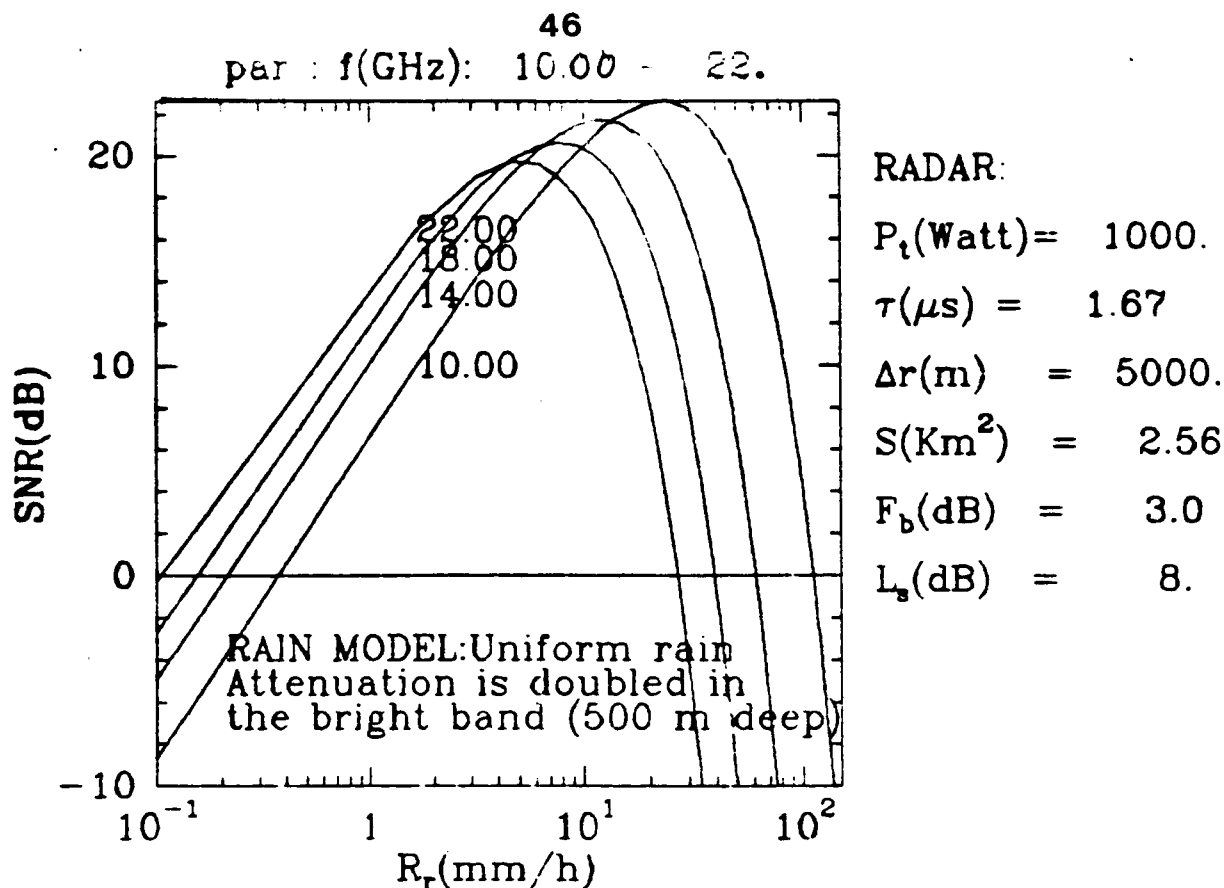


Fig. V.1: Rapport signal à bruit SNR à une profondeur de $\Delta r=5$ Km dans une pluie uniforme, en fonction du taux précipitant R_r à différentes fréquences f du radar.

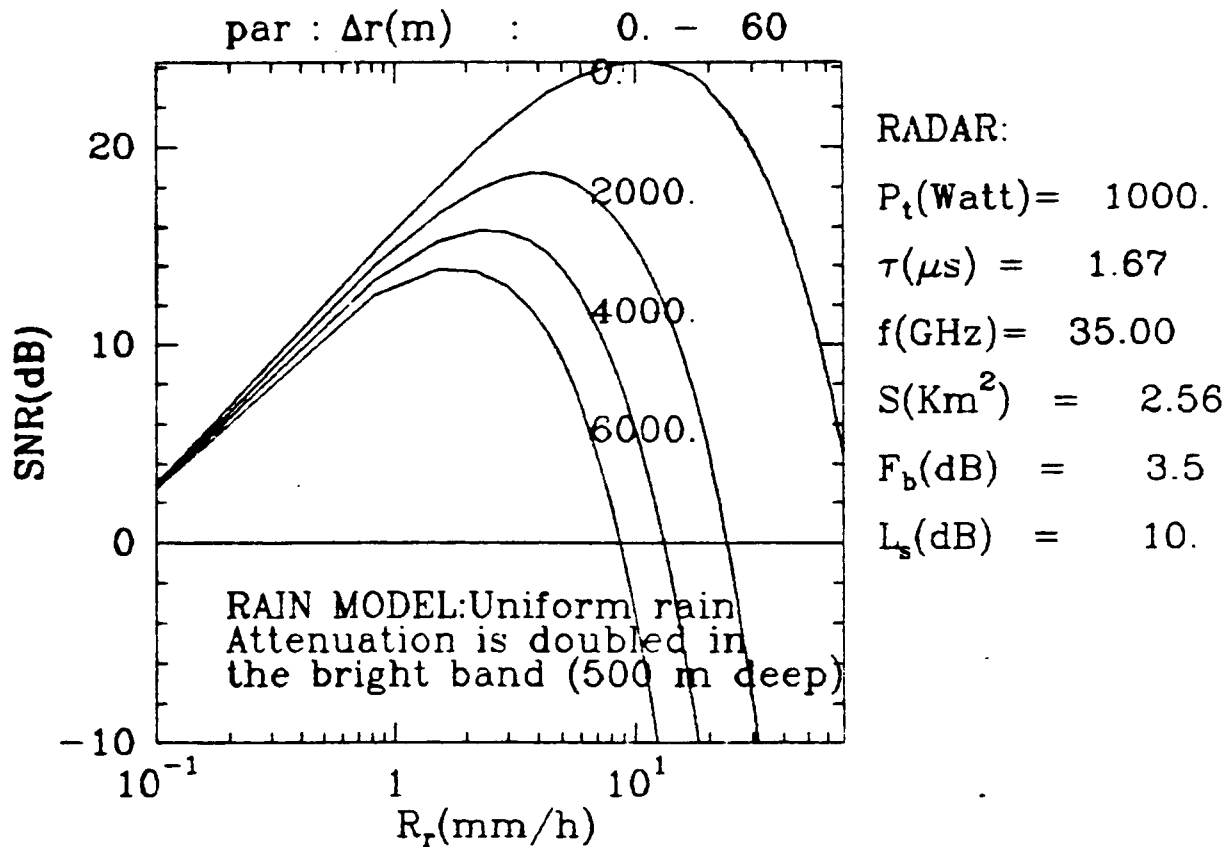


Fig. V.2: Rapport signal à bruit dans une pluie uniforme, à une fréquence radar de 35 GHz, en fonction du taux précipitant R_r à différentes profondeurs dans la pluie.

par: Z_s (Km)

300.00

700.00

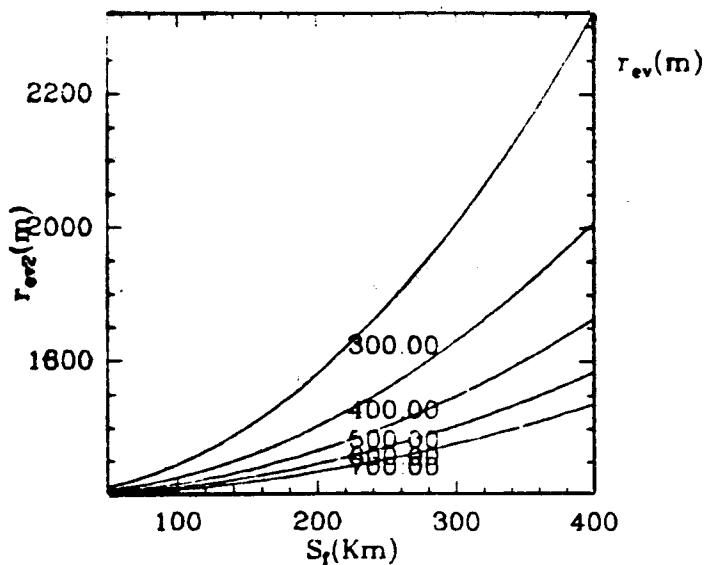


Fig. V.3 : Dégradation de la résolution transverse r_{ev2} en fonction de la fauchée S_f pour différentes altitudes Z_s du satellite.

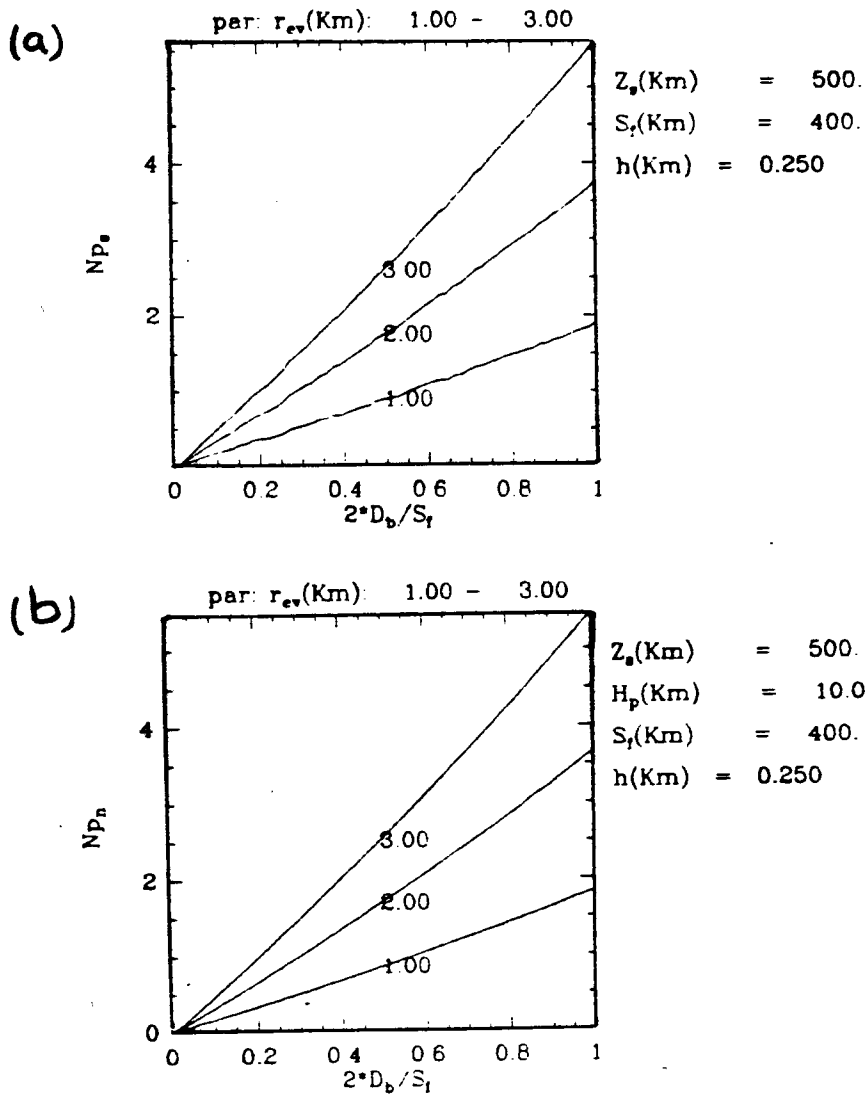


Fig. V.4: Nombre de porte touchant le sol Np_s (a) ou non-remplies Np_n (b), en fonction de la distance balayée pour différentes résolutions en site.

par $Z_s(\text{Km})$: 300,0 - 600,0

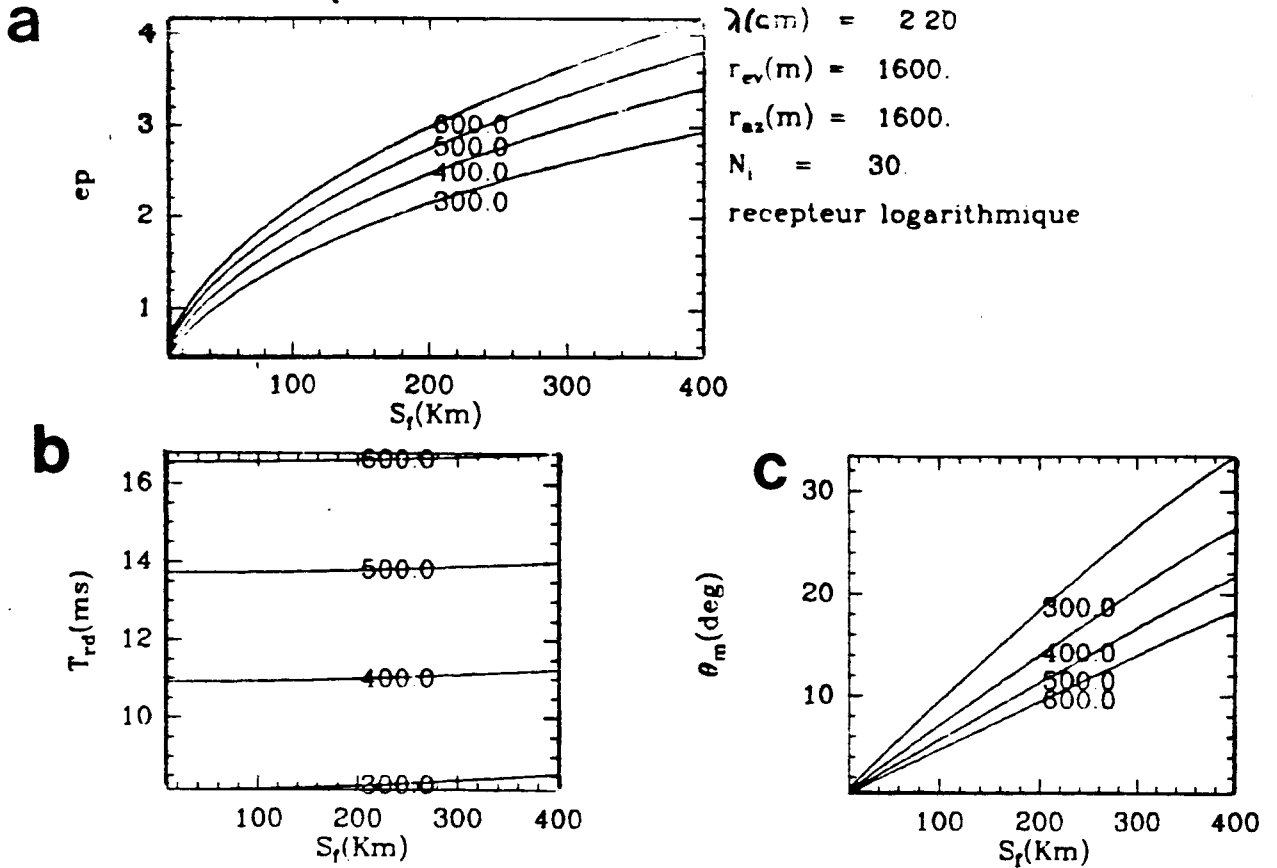


Fig. V.5: (a) Coefficient d'espacement ep nécessaire entre les visées en fonction de la fauchée S_f pour différentes altitudes Z_s et un nombre d'échantillons indépendants $N_i=30$. (b) et (c) sont respectivement le temps de résidence T_{rd} et l'angle maximal de balayage θ_m correspondants à (a).

par: N_i : 30. - 120.

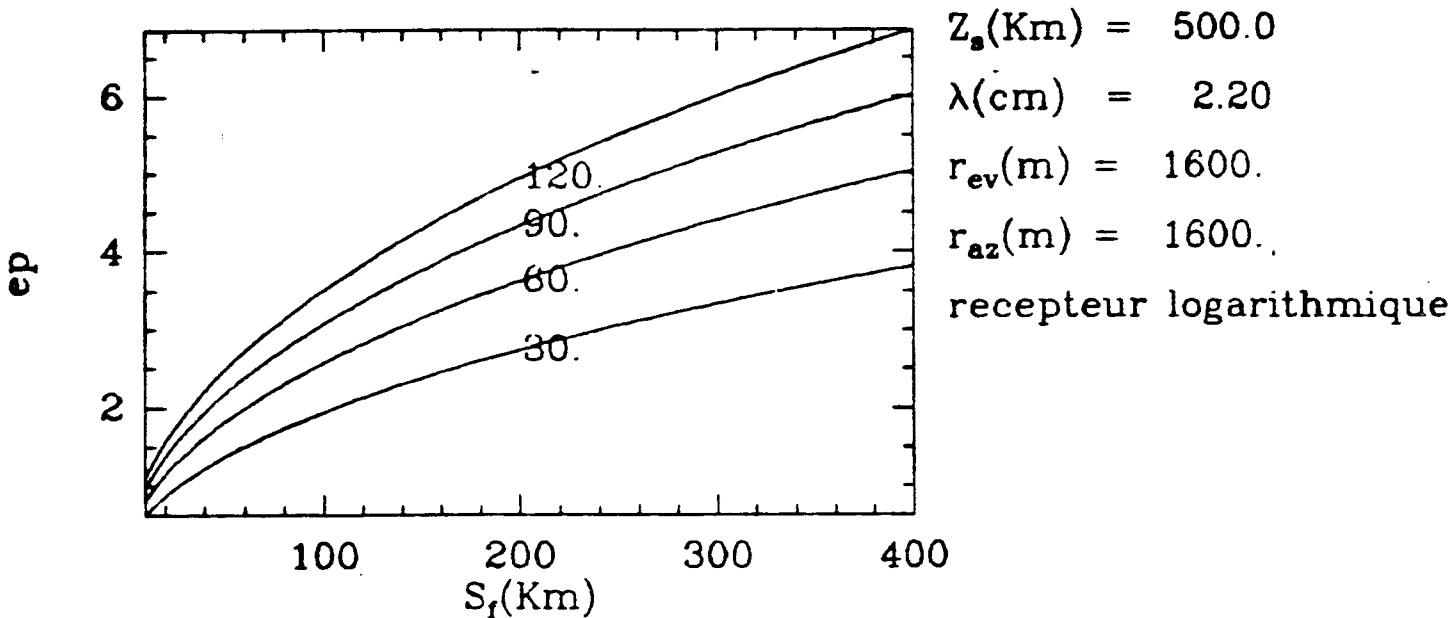


Fig. V.6: Coefficient d'espacement ep nécessaire entre les visées en fonction de la fauchée S_f pour différents nombres d'échantillons indépendants N_i à altitude du satellite $Z_s=500$ Km.

par: SNR(dB) : 3. - 12

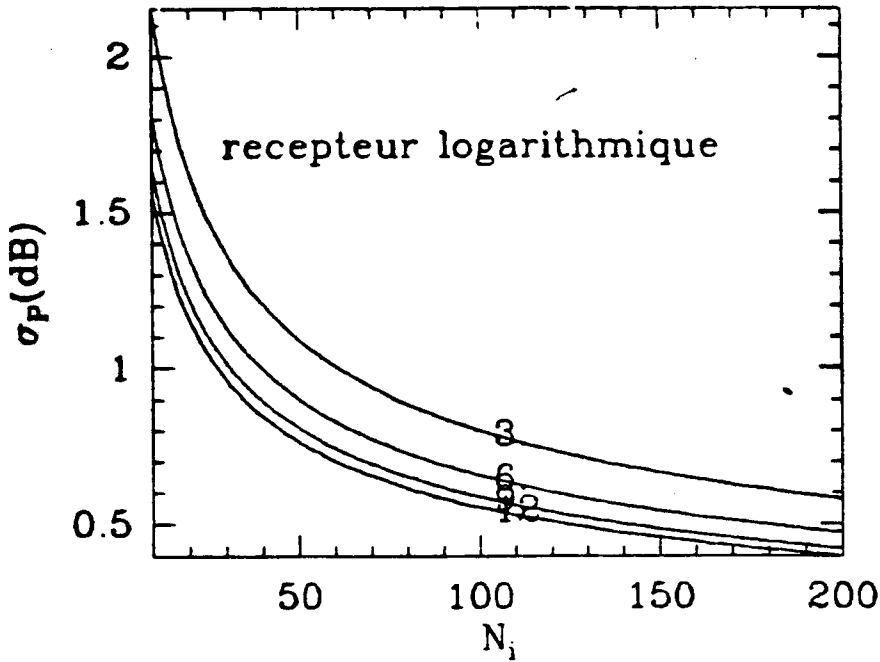


Fig. V.7 : L'écart-type sur la mesure de puissance en fonction du nombre d'échantillons indépendants N_i à différents rapports signal à bruit.

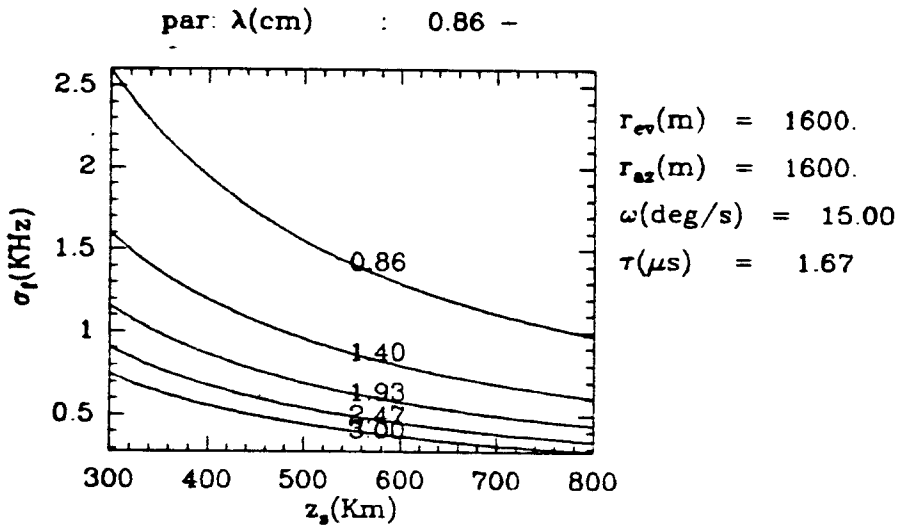


Fig. V.8: L'élargissement du spectre Doppler (dû surtout au mouvement du satellite) σ_f en fonction de l'altitude du satellite z_s et pour différentes longueurs d'onde λ .

par. PRF(Hz) : 2500 - 4500

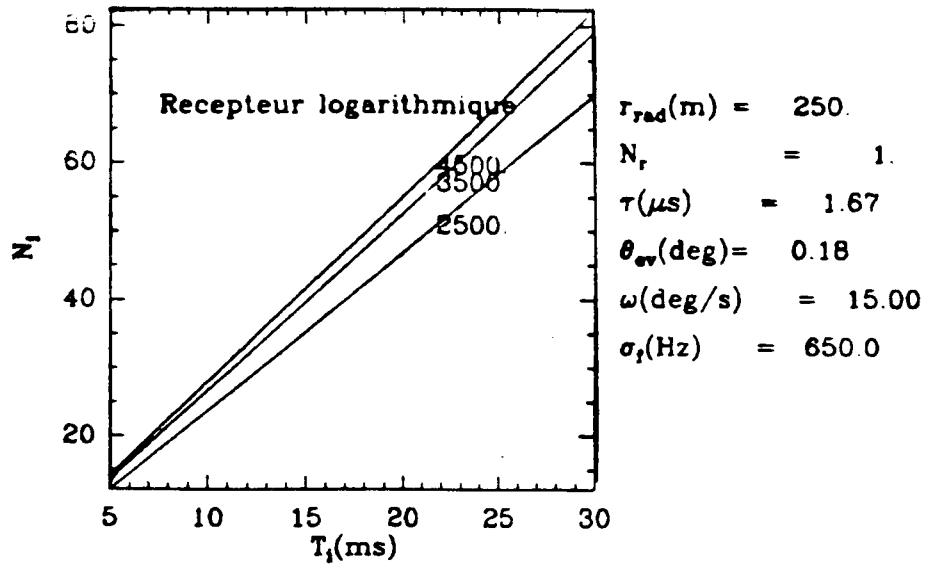
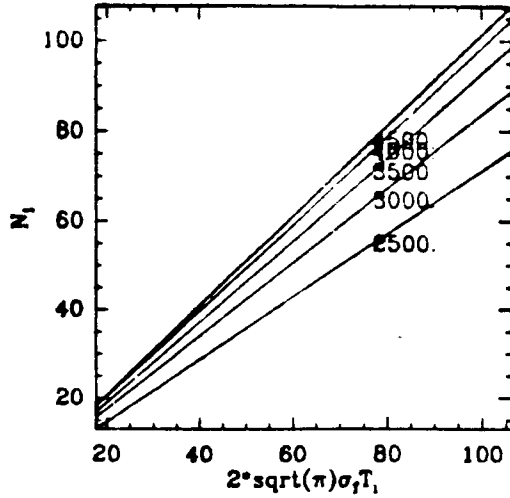


Fig. V.9: Nombre équivalent d'échantillons indépendants N_i en fonction du temps d'intégration T_i par visée, pour différentes valeurs de répétition des impulsions PRF.

Récepteur lin. 51

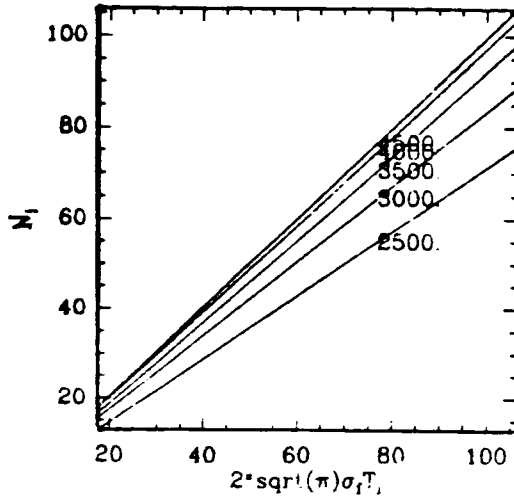
par: PRF(Hz) : 2500. - 4500.



$r_{rad}(m) = 250$
 $N_r = 1.$
 $\tau(\mu s) = 1.67$
 $\theta_{ev}(deg) = 0.18$
 $\omega(deg/s) = 15.00$

Récepteur quadratique

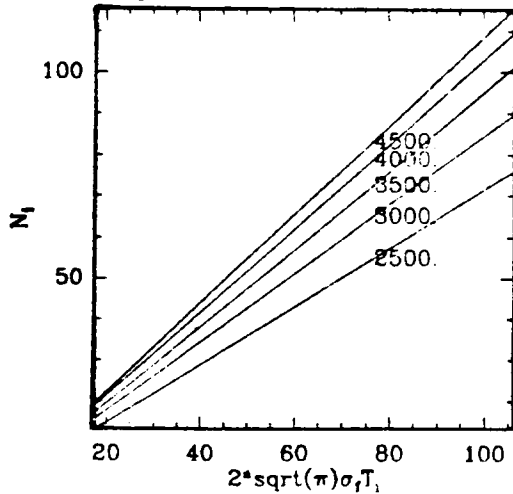
par: PRF(Hz) : 2500. - 4500.



$r_{rad}(m) = 250.$
 $N_r = 1.$
 $\tau(\mu s) = 1.67$
 $\theta_{ev}(deg) = 0.18$
 $\omega(deg/s) = 15.00$

Récepteur logarithmique

par: PRF(Hz) : 2500. - 4500.



$r_{rad}(m) = 250.$
 $N_r = 1.$
 $\tau(\mu s) = 1.67$
 $\theta_{ev}(deg) = 0.18$
 $\omega(deg/s) = 15.00$

Fig. V.10: Nombre équivalent d'échantillons indépendants N_i en fonction du produit du temps d'intégration par l'élargissement du spectre Doppler ($\sigma_f T_i$), pour différentes valeurs de répétition des impulsions PRF et pour les trois types de récepteurs courants (linéaire, quadratique et logarithmique).

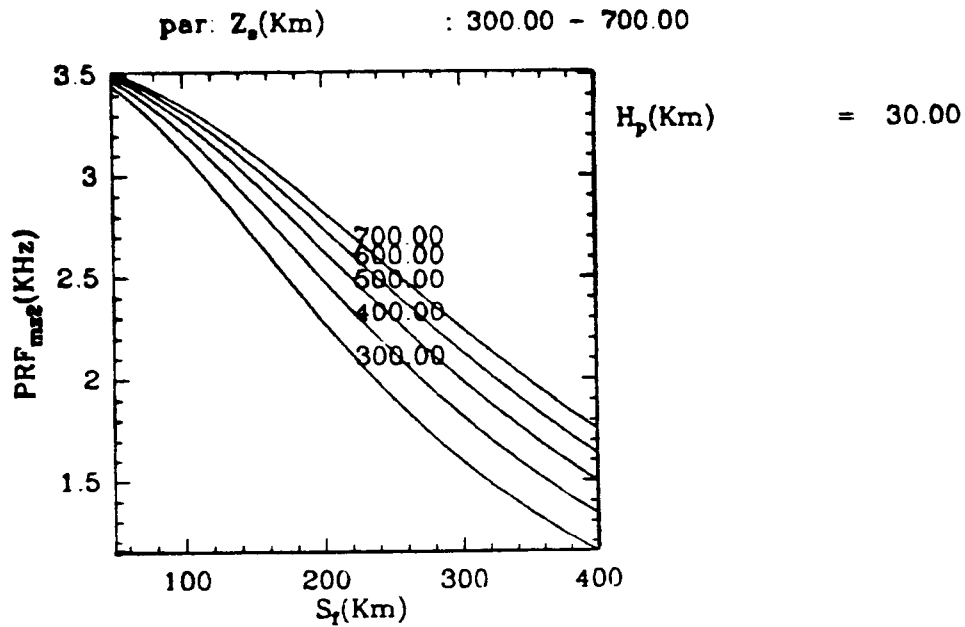


Fig. V.11: Fréquence maximale de répétition des impulsions PRF_{max2} en fonction de la largeur de la fauchée S_f pour couvrir une hauteur de pluie H_p de 30 Km.

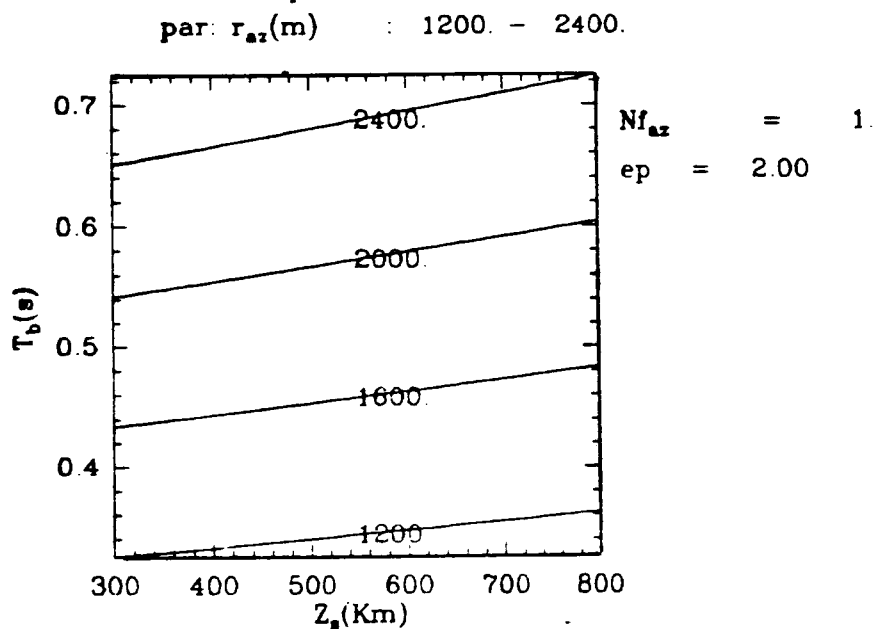


Fig. V.12: Période de balayage de l'antenne T_b en fonction de l'altitude Z_s du satellite et à différentes résolutions transverses (en azimut) r_{az} . N_{faz} est le nombre de faisceaux radar en azimut, ep est le coefficient d'espacement entre les visées.

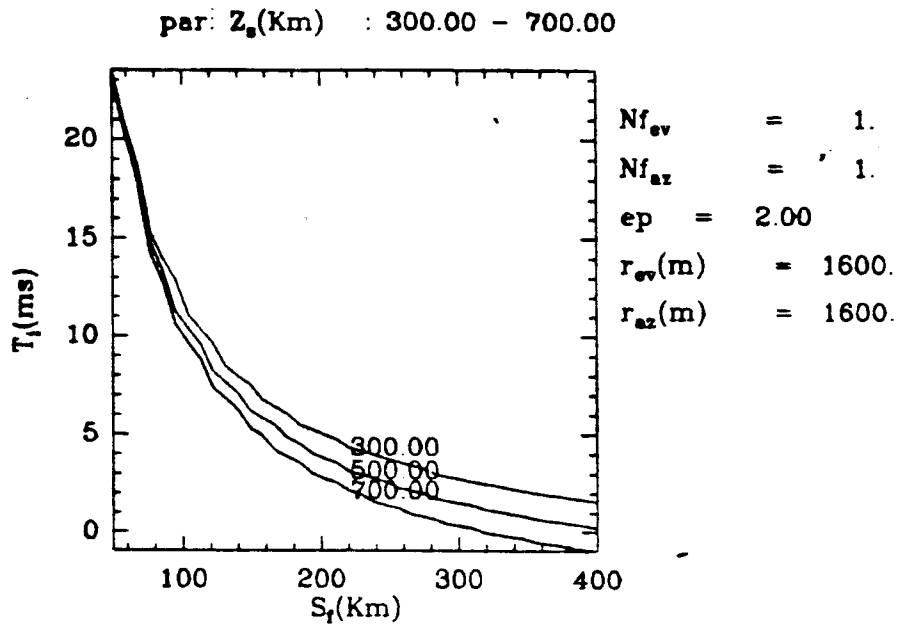


Fig. V.13: Temps d'intégration du radar T_i en fonction de la largeur de la fauchée S_f et à différentes altitudes Z_s du satellite. N_{faz} et N_{fev} sont respectivement le nombre de faisceaux du radar en azimut et celui en site.

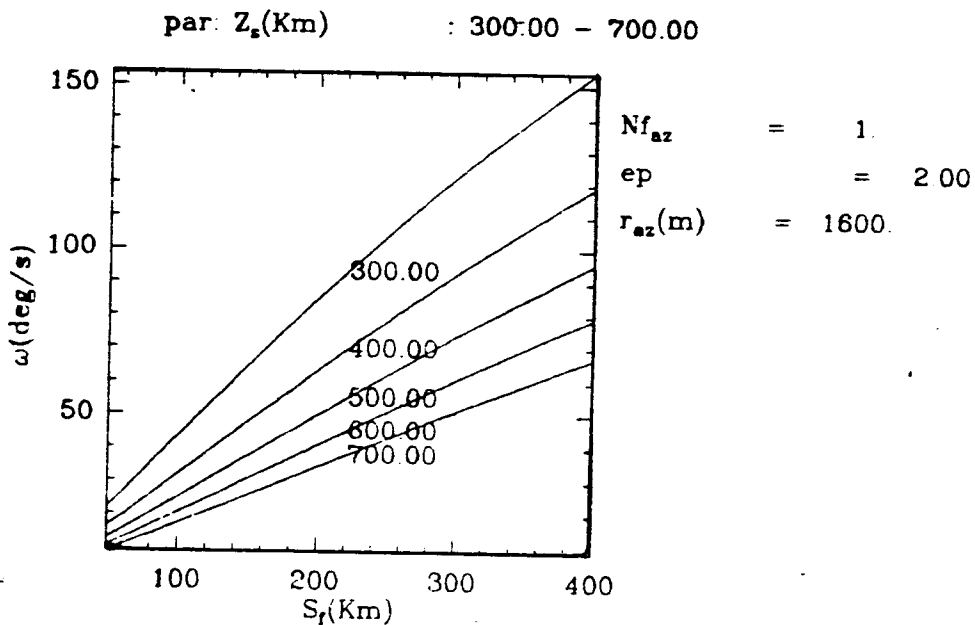


Fig. V.14: Angle moyen de balayage de l'antenne ω en fonction de la largeur de la fauchée S_f et à différentes altitudes Z_s du satellite. N_{faz} est le nombre de faisceaux du radar en azimut.

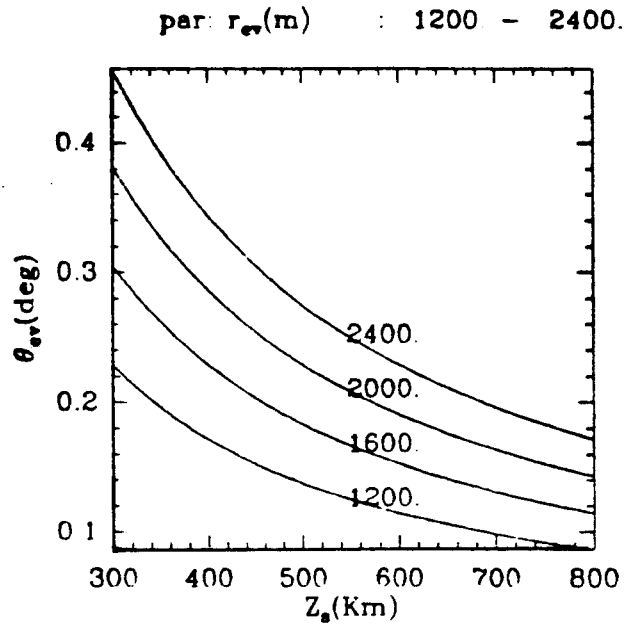


Fig. V.15: Ouverture de l'antenne θ_{ev} en fonction de l'altitude Z_s du satellite à différentes résolutions transverses r_{ev} .

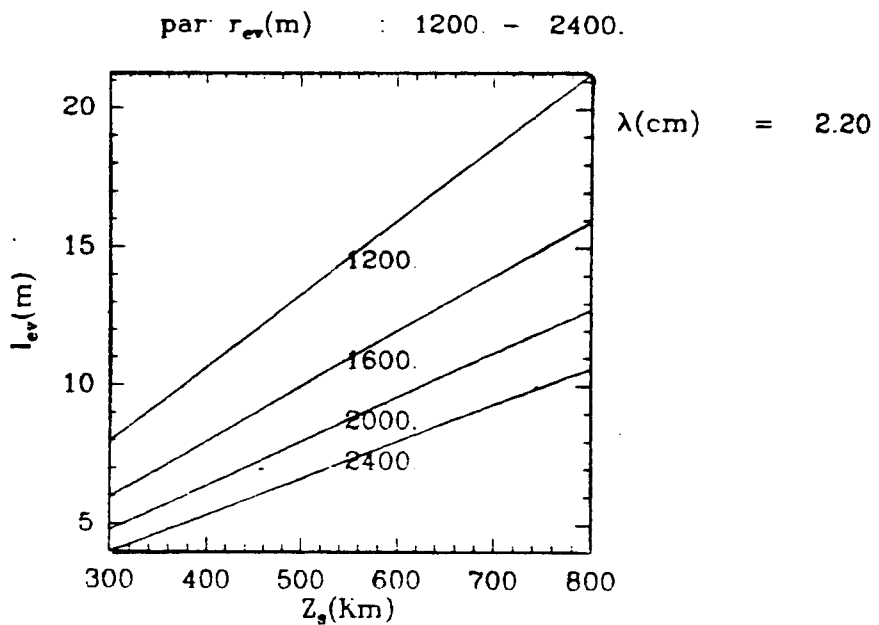


Fig. V.16: Ouverture de l'antenne θ_{ev} en fonction de l'altitude Z_s du satellite à différentes résolutions transverses r_{ev} .

VI_ CONCLUSION

On a présenté, dans ce document, l'état actuel du travail de définition d'un radar précipitation embarqué sur satellite. Pour cadrer l'étude, on a essayé de dégager les contraintes principales imposées par la nature physique, spatiale et temporelle des précipitations, les objectifs scientifiques et la faisabilité technique. Cependant les données sur les pluies dans la ceinture tropicale sont peu abondantes pour aller plus loin dans la définition de certaines contraintes (fauchée, échantillonnage, gamme nécessaire de taux précipitants, ...).

Les outils développés pour la définition du radar et la simulation de son fonctionnement, ont permis d'établir les principaux compromis qu'on doit étudier dans la définition d'un radar spatial pour mesurer les précipitations.

Dans la conception du radar, trois points devaient être optimisés: la précision de mesure de l'instrument, la gamme détectable de taux précipitants et la maille d'échantillonnage obtenue au bout de chaque période de mesure (de l'ordre d'un mois). Ces trois points ont des exigences conflictuelles et nécessitent donc l'établissement d'un certain nombre de compromis. Un grand nombre de paramètres interviennent dans la réalisation de ces compromis, mais seuls quelques uns d'entre eux jouent un rôle déterminant: la résolution spatiale du radar, la fréquence d'opération, le temps d'intégration et la fauchée couverte. Le choix de la résolution du radar et la fréquence d'opération est surtout un compromis entre la précision de l'instrument (effet de la non-homogénéité des précipitations dans une porte radar), la gamme détectable des taux précipitants (pour laquelle une fréquence basse est préférable) et la taille de l'antenne (favorise une fréquence élevée). Le choix du temps d'intégration et de la fauchée résulte principalement d'un compromis entre la précision (nombre équivalent d'échantillons indépendants) et la répartition des mesures ponctuelles dans la fauchée. D'autres paramètres (altitude du satellite, puissance émise par le radar, ...) influent plus ou moins sur les performances obtenues, cependant le degré de variation de ces paramètres est restreint car il dépend aussi des contraintes externes.

Dans la définition du système, on a cherché à obtenir une version minimale satisfaisant l'optimisation des trois points décrits plus haut, et à définir des options permettant d'améliorer les performances. Cette démarche a en particulier servi à définir un radar précipitation pour le projet BEST à partir de l'utilisation de techniques conventionnelles.

La présente étude devrait être complétée essentiellement en ce qui concerne les deux aspects mentionnés ci-dessous:

Quelque soit l'antenne envisagée, sa taille considérable est un point très critique. Pour contourner ce problème, certains auteurs (Atlas et Moore 1987...) ont proposés une antenne à ouverture synthétique (SAR). Cependant le SAR présente en contre-partie certains inconvénients. Une étude sur la possibilité d'utiliser un SAR avec les performances requises sera conduite d'ici fin 1988, en le comparant surtout à un radar classique.

Les algorithmes de restitution des taux précipitants à partir des données radar constituent un point capital dans l'exploitation des mesures. Il est nécessaire de poursuivre des études de simulation permettant de comparer et éventuellement améliorer leurs performances. Cet objectif, déjà engagé sera poursuivi au cours des prochains mois.

A_ EQUATION RADAR

A.1_ ANTENNE

Les ondes radioélectriques (longueur d'onde λ) émanant de l'antenne sont caractérisées par le champ électrique E et électromagnétique H . A une grande distance d'une antenne de diamètre d ($r > 2d^2/\lambda$), le champ E au point (r, θ, ϕ) , peut s'écrire:

$$E = \frac{e^{-jk r}}{r} E_1(\theta, \phi) \quad , \quad k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{A.1})$$

où r est la distance radiale à partir du centre de l'antenne (origine), θ est l'angle que fait le point de mesure avec l'axe de l'antenne (angle en site), ϕ est l'angle en azimut et k est le nombre d'onde.

D'où la densité du flux de puissance par unité de surface:

$$S(r, \theta, \phi) = \frac{E_1^2(\theta, \phi)}{2\eta r^2} \quad (\text{A.2})$$

où η est l'impédance intrinsèque du milieu de propagation, c'est la racine carrée du rapport de la perméabilité électrique sur la permittivité électrique. Dans l'espace libre η est égale à 377 ohms ($\approx 120\pi$).

On définit l'intensité de radiation par: $F(\theta, \phi) = r^2 S(r, \theta, \phi)$

L'intensité de radiation normalisée à la valeur maximale dans l'axe de l'antenne, est donnée par:

$$f^2(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F(\theta, \phi)_{\max}} = \frac{S(r, \theta, \phi)}{S(r, \theta, \phi)_{\max}} \quad (\text{à } r \text{ fixé}) \quad (\text{A.3})$$

f^2 définit le diagramme de rayonnement, il est, en général, très directif. Il est formé d'un lobe principal et plusieurs lobes secondaires. La largeur et la valeur maximale du lobe principal dépendent du rapport λ/d et de la loi d'illumination du réflecteur. L'importance relative des lobes secondaires et leur répartition dépendent essentiellement de la loi d'illumination du réflecteur. L'ouverture de l'antenne θ_b est définie par la largeur du lobe principal à demi-puissance (3 dB).

$$\theta_b = \kappa \frac{\lambda}{d} \quad , \quad \theta_b \text{ en rad} \quad (\text{A.4})$$

Où κ est une constante qui dépend de la loi d'illumination (voir tableau A1).

Tableau A1

caractéristique du diagramme d'une antenne rectangulaire (a : longueur de l'antenne):
(Ulaby et al 1981) et (Skolnik 1980)

Loi de l'illumination en amplitude	Directivité relative	Niveau de lobes secondaires (dB)	ouverture de l'antenne (à 3 dB)
Uniforme: $A(x)=1$	1	13.2	$0.88\lambda/a$
En cosinus: $A(x)=\cos^n(\pi x/2)$			
n=1	0.81	23	$1.20\lambda/a$
n=2	0.67	32	$1.45\lambda/a$
n=3	0.58	40	$1.66\lambda/a$
n=4	0.52	48	$1.94\lambda/a$
Parabolique: $A(x)=1-(1-\Delta)x^2$			
$\Delta=0.8$	0.99	15.8	$0.92\lambda/a$
$\Delta=0.5$	0.97	17.1	$0.97\lambda/a$
$\Delta=0$	0.83	20.6	$1.15\lambda/a$
Triangulaire: $A(x)=1- x $	0.75	26.4	$1.28\lambda/a$
Circulaire: $A(x)=(1-x^2)^{1/2}$	0.86	17.6	$1.02\lambda/a$
$A(x)=0.33+0.66\cos^2(\pi x/2)$	0.88	25.7	$1.10\lambda/a$
$A(x)=0.08+0.92\cos^2(\pi x/2)$	0.74	42.8	$1.33\lambda/a$

$x = 2x_a/a$, x_a l'abscisse sur l'axe ox avec o le centre de l'antenne, l'ouverture de l'antenne est définie dans le plan xz (où oz est l'axe de l'antenne).

caractéristique du diagramme d'une antenne circulaire (d : diamètre de l'antenne):
(Ulaby et al 1981)

Loi de l'illumination en amplitude	Directivité relative	Niveau de lobes secondaires (dB)	ouverture de l'antenne (à 3 dB)
$A(\rho) = (1-\rho^2)^n$			
n=0 (uniforme)	1.00	17.6	$1.02\lambda/d$
n=1	0.75	24.6	$1.27\lambda/d$
n=2	0.55	30.6	$1.47\lambda/d$
n=3	0.45	36.1	$1.65\lambda/d$

ρ est la distance radiale normalisée par $d/2$.

La directivité relative d'une antenne, pour une loi d'illumination donnée, est le rapport de sa directivité sur l'axe sur celle due à la loi uniforme. La directivité de l'antenne est définie par:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi f^2(\theta, \phi)}{\iint_{4\pi} f^2(\theta, \phi) d\Omega} \quad (\text{A.5})$$

On remarque dans le tableau A1 que κ augmente avec le niveau des lobes secondaires et par conséquent l'ouverture de l'antenne s'élargit.

L'efficacité η_1 d'une antenne est définie par le rapport de la puissance P_e émise par l'antenne sur la puissance fournie à l'antenne P_t .

Le gain de l'antenne suivant une direction (θ, ϕ) est défini par le rapport de la densité du flux de puissance de l'antenne par unité de surface sur celle d'une antenne isotropique et sans perte.

$$G(\theta, \phi) = \frac{S(r, \theta, \phi)}{S_i} \quad \text{or} \quad P_0 = \iint_{4\pi} S(r, \theta, \phi) r^2 d\Omega \quad \text{et} \quad P_t = 4\pi r^2 S_i \quad (\text{A.6})$$

Donc le gain peut s'écrire:

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi\eta_1 S(r, \theta, \phi)}{\iint_{4\pi} S(r, \theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi\eta_1 f^2(\theta, \phi)}{\iint_{4\pi} f^2(\theta, \phi) d\Omega} \quad (\text{A.7})$$

On suppose que le gain de l'antenne est mesuré juste en aval de l'émetteur (ou en amont du récepteur, en supposant que c'est symétrique), donc η_1 tient compte de toutes les pertes (guide d'ondes, antenne, radome, ...) sauf celles dues au récepteur ou à l'émetteur.

La densité du flux de puissance par unité de surface s'écrit alors:

$$S(r, \theta, \phi) = \frac{P_t}{4\pi r^2} G(\theta, \phi) \quad (\text{A.8})$$

Ouverture efficace de l'antenne:

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \quad (\text{A.9})$$

A.2_ EQUATION RADAR

Une fraction de la densité du flux de puissance par unité de surface est rétrodiffusée par la cible vers le radar. On appelle section efficace σ de rétrodiffusion de la cible la surface interceptant une partie de la densité du flux de puissance incidente par unité de surface S_i égale à celle qui, rayonnée isotropiquement, correspond à la puissance qui est effectivement rétrodiffusée vers le radar.

$$S_i(r, \theta, \phi) \sigma(\theta, \phi) = 4\pi r^2 S_r(r, \theta, \phi) \quad (\text{A.10})$$

Pendant le trajet aller-retour l'onde est atténuée (absorption + diffusion) par les particules de l'atmosphère (les hydrométéores, les gaz atmosphériques, etc...). L'atténuation est proportionnelle

à la section efficace totale d'atténuation σ_t qui est la somme de la section efficace d'absorption σ_a et la section efficace totale de diffusion σ_d (atténuation = absorption + diffusion)

$$\sigma_t = \sigma_a + \sigma_d \quad (\text{A.11})$$

$$dS = - \left(\frac{1}{\Delta V(dr)} \sum_{n=1}^N (\sigma_{an} + \sigma_{dn}) \right) S dr \quad (\text{A.12})$$

La densité du flux de puissance par unité de surface, rétrodiffusée par une cible se trouvant en (r, θ, ϕ) s'écrit alors:

$$S_r(r, \theta, \phi) = S_{r0}(r, \theta, \phi) \exp\left(-2 \int_0^r k(r) dr\right) \quad \text{où} \quad k = \frac{1}{\Delta V} \sum (\sigma_a + \sigma_d) \quad (\text{A.13})$$

Où $S_{r0}(r, \theta, \phi)$ est la densité du flux de puissance par unité de surface rétrodiffusée par la cible s'il n'y avait pas d'atténuation. Le coefficient d'atténuation k peut s'écrire: $k = k_p + k_c + k_g$ où k_p correspond aux précipitations, k_c correspond aux nuages et k_g aux gaz atmosphériques. L'atténuation due aux précipitations et aux nuages devient significative pour des longueurs d'ondes au-dessous de 10 cm, celle due aux gaz atmosphériques doit être considérée à partir de 1 cm (Battan 1973).

Pour une antenne d'ouverture efficace $A_e(\theta, \phi)$ la puissance collectée par celle-ci est alors:

$$P(r, \theta, \phi) = S_r(r, \theta, \phi) A_e(\theta, \phi) \quad (\text{A.14})$$

En considérant un radar à impulsion et en utilisant les relations (A.10), (A.11), (A.12), (A.13) et (A.14) l'équation radar, en amont du récepteur, pour une cible s'écrit:

$$P(r, \theta, \phi, t) = \frac{P_t \left(t - \frac{2r}{c}\right) G_0^2 \lambda^2 f^4(\theta, \phi) \sigma(\theta, \phi) \exp\left(-2 \int_0^r k(s) ds\right)}{(4\pi)^3 r^4} \quad (\text{A.15})$$

Où G_0 est le gain de l'antenne sur l'axe, il inclut les pertes de l'antenne (le radome, les guides d'ondes). Une approximation utile de G_0 (lobe de forme gaussienne) est donnée par:

$$G_0 = \eta_1 \frac{4\pi}{\theta_{1\text{lev}} \theta_{1\text{az}}} \quad (\text{A.16})$$

$\theta_{1\text{lev}}$ est l'ouverture en site à 3 dB, $\theta_{1\text{az}}$ est l'ouverture en azimuth à 3 dB.

Pour une impulsion rectangulaire on a:

$$P_t \left(t - \frac{2r}{c}\right) = P_t \quad \text{si} \quad 0 < t - \frac{2r}{c} < \tau \quad \text{sinon} = 0, \quad \tau \text{ est la durée d'impulsion}$$

En considérant tout les cibles situées dans le volume de résolution et en se plaçant après le récepteur l'équation radar s'écrit:

$$P(r_0) = \frac{G_0^2 \lambda^2}{(4\pi)^3} \sum_i P_t(t - \frac{2r_i}{c}) f^4(\theta, \phi) \sigma_i(\theta, \phi) \exp(-2 \int_0^{r_i} k(s) ds) |W(r_0 - r_i)| / r_i^4 \quad (A.17)$$

$W(r)$ définit le volume de résolution où les cibles contribuent de façon significative au signal reçu, il dépend de la fonction de transfert du filtre et de l'impulsion transmise.

Pour un volume élémentaire ΔV , on définit la réflectivité η par:

$$\eta = \frac{1}{\Delta V} \sum_{\Delta V} \sigma_i \quad (A.18)$$

A partir de la réflectivité η , on définit le facteur de réflectivité Z par:

$$Z = \frac{\lambda^4}{|K|^2 \pi^5} \eta \quad (A.19)$$

K est le facteur diélectrique :

$$K = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2}$$

m est l'indice de réfraction complexe, $m = n - jk$ où n est l'indice de réfraction ordinaire et k est le coefficient d'absorption. Pour l'eau $|K|^2$ varie entre 0.91 et 0.93 pour des longueurs d'onde entre 1 cm et 10 cm (Battan 1973). Pour la glace $|K|^2$ est de l'ordre de 0.18 pour une densité normale de 0.917 g cm^{-3} dans les bandes des hyperfréquences.

On définit aussi le facteur de réflectivité effective (ou équivalente) Z_e comme Z , mais dans la formule (A.19) le facteur diélectrique utilisé est celui de l'eau indépendamment de la nature des diffuseurs (eau ou glace) (voir par exemple Smith 1984).

En remplaçant la sommation par une intégration et en introduisant le facteur de réflectivité effective Z_e , l'équation (A.17) devient:

$$P(r_0) = \frac{|K|^2 \pi^2 G_0^2}{4^3 \lambda^2} \iiint_V P_t(t - \frac{2r}{c}) \frac{f^4(\theta, \phi)}{r^2} |W(r_0 - r)| Z_e(r, \theta, \phi) \exp(-0.46 \int_0^r k(s) ds) \sin\theta d\theta d\phi dr \quad (A.20)$$

r_0 est le rayon qui correspond au centre du volume de résolution: $r_0 = ct/2$,

Le nombre 0.46 est introduit quand le coefficient d'atténuation est exprimé en dB/Km.

Si on suppose que Z_e et k sont uniformes dans un volume de résolution et que r_0 très supérieur aux dimensions du volume de résolution, l'équation radar s'écrit dans ce cas:

$$P(r_0) = \frac{\pi^2 |K|^2 G_0^2}{4^3 r_0^2 \lambda^2} Z_e(r_0, \lambda) \exp(-0.46 \int_0^{r_0} k(r, \lambda) dr) \int_r |w(r_0 - r)| P_t(r_0 - r) dr \iint_{\Omega} f^4(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (A.21)$$

On définit les pertes $f_r(B)$ dues à la bande finie B du récepteur par:

$$\int_r |W(r)| P_t(r_0 - r) dr = P_t f_r(B) \frac{c\tau}{2} \quad (\text{A.22})$$

Pour une impulsion rectangulaire et un récepteur de réponse gaussienne en fréquence, Doviak et Zmic (1984) ont calculé $f_r(B)$. En particulier si $B\tau > 1$, $f_r(B) \geq -2.3$ dB (Pour un filtre adapté $f_r(B) \approx -2.3$ dB).

En regroupant les valeurs constantes l'équation radar s'écrit:

$$P(r_0) = C \frac{|K|^2}{r_0^2 \lambda^2} Z_e(r_0, \lambda) \exp\left(-0.46 \int_0^{r_0} k(r_0, \lambda) dr\right) \quad (\text{A.23})$$

où C est donné par:

$$C = \frac{\pi^2 G_0^2}{4^3} P_t f_r(B) \frac{c\tau}{2} \iint_{\Omega} f^4(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{A.22})$$

B_ ECHANTILLONS INDEPENDANTS

B.1_ ETUDE DES ESTIMATEURS

Soit Y le signal à la sortie du récepteur de fonction de transfert H. Dans les radars météorologiques, la fonction de transfert prend souvent l'une des formes suivantes:

- Linéaire : $Y = a \sqrt{P}$ - Quadratique : $Y = a P$ - Logarithmique : $Y = a \text{Log}(P)$

où P est la puissance de l'écho radar.

Pour réduire les erreurs dues à l'aspect aléatoire du signal, on moyenne, dans le temps, sur plusieurs échantillons $Y(kT_s) = Y_k$, $k=0,1,\dots,N-1$ provenant d'une même porte radar. T_s est la période d'échantillonnage.

$$\bar{Y}_N = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k, \quad \bar{P}_N = H^{-1}(\bar{Y}_N) \quad (\text{B.1})$$

La relation entre P et Y est non-linéaire (sauf dans le cas quadratique). La distribution de probabilité exacte de \bar{Y}_N n'est connue que dans le cas d'un récepteur quadratique. Cependant, si on suppose que tous les échantillons sont indépendants, on peut calculer la moyenne et l'écart type (et même les différents moments statistiques) dans les trois cas de récepteurs (voir Zrníc 1975):

- récepteur linéaire:

$$E_{\text{lin}}(\bar{P}_N) = (1 + (N-1)\frac{\pi}{4}) P_0, \quad \sigma_{\text{lin}} = (2N-1 + \frac{\pi}{2}(2N-3)(N-1)(1-\frac{\pi}{4}))^{1/2} \frac{P_0}{N^{3/2}} \quad (\text{B.2})$$

l'écart type sur la moyenne non biaisée P_0 est égale à:

$$\sigma_{\text{lin}}^1 = \left(\frac{\sigma_{\text{lin}}(\bar{P}_N)}{E_{\text{lin}}(\bar{P}_N)} \right) P_0 \quad (\text{B.3})$$

Pour N grand on obtient:

$$E_{\text{lin}} \approx \left(\frac{\pi}{4}\right) P_0, \quad \sigma_{\text{lin}} \approx \left(\frac{0.82}{\sqrt{N}}\right) P_0, \quad \sigma_{\text{lin}}^1 \approx \left(\frac{1.05}{\sqrt{N}}\right) P_0 \quad (\text{B.4})$$

- récepteur quadratique:

$$E_q(\bar{P}_N) = P_0, \quad \sigma_q(\bar{P}_N) = \frac{P_0}{\sqrt{N}} \quad (\text{B.5})$$

- récepteur logarithmique:

$$E_{\text{log}}(\bar{P}_N) = \Gamma^N \left(1 + \frac{1}{N}\right) P_0, \quad \sigma_{\text{log}}(\bar{P}_N) = [\Gamma^N \left(1 + \frac{2}{N}\right) - \Gamma^{2N} \left(1 + \frac{1}{N}\right)]^{1/2} P_0 \quad (\text{B.6})$$

Pour N grand on obtient:

$$E_{\text{log}} \approx e^{-\gamma} P_0, \quad \sigma_{\text{log}} \approx \frac{\pi e^{-\gamma} P_0}{\sqrt{6} \sqrt{N}} = \left(\frac{0.72}{\sqrt{N}}\right) P_0, \quad \sigma_{\text{log}}^1 \approx \frac{\pi}{\sqrt{6}} \frac{P_0}{\sqrt{N}} = \left(\frac{1.28}{\sqrt{N}}\right) P_0 \quad (\text{B.7})$$

γ est la constante d'Euler (≈ 0.577215)

Calcul du nombre équivalent d'échantillons indépendants:

Les relations de (B.2) à (B.7) supposent que les échantillons sont indépendants. Quand les échantillons sont corrélés, on définit le nombre équivalent d'échantillons indépendants par:

$$N_i = \frac{\sigma_Y^2}{\sigma_{Y_N}^2} \quad (\text{B.8})$$

Donc pour utiliser les résultats précédents on doit calculer le nombre N_i . Or d'après (B.1) on a:

$$\sigma_{Y_N}^2 = \sigma_Y^2 \sum_{n=-(N-1)}^{(N-1)} \frac{N-|n|}{N^2} \rho_Y(nT_s) \quad (\text{B.9})$$

Où $\rho_Y(nT_s)$ est la fonction d'autocorrélation temporelle normalisée. Si on fait la moyenne en distance, on doit utiliser la fonction d'autocorrélation en distance normalisée $\rho(nd_s)$.

D'après (B.8 et B.9) N_i s'écrit :

$$N_i^{-1} = \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} \frac{N-|n|}{N^2} \rho_Y(nT_s) \quad (\text{B.10})$$

Le calcul de N_i nécessite la connaissance de la fonction d'autocorrélation de Y à la sortie du récepteur. Celle-ci a été calculée (Kerr 1951) en fonction de la fonction d'autocorrélation ρ de I(t) (ou Q(t)) à l'entrée du récepteur. On a pour les trois types de fonctions de transferts:

$$\text{Linéaire : } \rho_{\text{lin}} = (2E(\rho) - (1 - \rho^2)K(\rho) \frac{\pi}{2}) \frac{4}{4-\pi} \quad (\text{B.11})$$

$$\text{Quadratique : } \rho_q = \rho^2 \quad (\text{B.12})$$

$$\text{Logarithmique : } \rho_{\text{log}} = \frac{6}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \rho^{2m} m^{-2} \quad (\text{B.13})$$

où $K(\rho)$ et $E(\rho)$ sont respectivement l'intégrale elliptique complète du première espèce et celle de seconde espèce:

$$K(\rho) = \int_0^{\pi/2} (1 - \rho \sin\theta)^{-1/2} d\theta \quad \text{et} \quad E(\rho) = \int_0^{\pi/2} (1 - \rho \sin\theta)^{1/2} d\theta$$

L'hypothèse d'un spectre gaussien donne pour la fonction d'autocorrélation temporelle $\rho(t)$:

$$\rho(mT_s) = \exp(-2(\pi\sigma_f mT_s)^2) \quad (\text{B.14})$$

où σ_f est l'écart-type du spectre Doppler (en Hz). Pour la fonction d'autocorrélation en distance $\rho(d)$, on prend:

$$\rho(d) = 1 - d/d_0 \text{ si } 0 \leq |d| \leq d_0, \text{ sinon } \rho(d) = 0, \text{ } d_0 \text{ est la longueur de l'impulsion} \quad (\text{B.15})$$

Valeurs asymptotiques pour N_i (Walker et al 1980):

- Moyenne dans le temps en supposant une intégration continue (i.e. PRF infini):

$$\text{si } 2\sqrt{\pi\sigma_f T_i} > 10 \text{ alors } N_i \approx 2c_r \pi^{1/2} \sigma_f T_i \quad (\text{B.16})$$

T_i est le temps d'intégration, c_r est une constante qui dépend du récepteur: $c_r = 1$ pour un récepteur quadratique, $c_r = 1.032$ pour un récepteur linéaire et $c_r = 1.227$ pour un récepteur logarithmique.

Les écarts types non-biaisés des 3 récepteurs s'écrivent dans ce cas:

$$\sigma_q = \frac{1}{\sqrt{2\sqrt{\pi}}} \frac{P_0}{\sqrt{\sigma_f T_i}} = \frac{0.53}{\sqrt{\sigma_f T_i}} P_0 \quad (\text{B.17})$$

$$\sigma_{\text{lin}}^1 = \frac{0.55}{\sqrt{\sigma_f T_i}} P_0 \quad \text{et} \quad \sigma_{\text{log}}^1 = \frac{0.61}{\sqrt{\sigma_f T_i}} P_0 \quad (\text{B.18})$$

On voit que le récepteur quadratique est le meilleur, cependant le récepteur logarithmique est plus économique en mémoire et a une dynamique plus faible.

- Moyenne en distance:

$$\text{si } d_1 \rightarrow +\infty \text{ alors } N_i \approx cd \frac{3}{2} \frac{d_1}{d_0} \quad (\text{B.19})$$

d_0 est la largeur d'une porte radar, cd est une constante qui dépend du récepteur: $cd=1$ pour un récepteur quadratique, $cd=1.042$ pour un récepteur linéaire et $cd=1.312$ pour un récepteur logarithmique.

B.2_ ELARGISSEMENT DU SPECTRE DOPPLER

Calcul de l'écart-type σ_f du spectre Doppler:

$$\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda} \quad \text{avec} \quad \sigma_v^2 = \sigma_b^2 + \sigma_\alpha^2 + \sigma_s^2 + \sigma_d^2 + \sigma_t^2 \quad (\text{B.20})$$

σ_b est dû de l'ouverture finie de l'antenne en raison surtout du déplacement du satellite (c'est le facteur dominant dans cette étude), elle vérifie (Hitschfeld et Denis 1956):

$$\sigma_b = 0.3\theta_{1az} V_{gt} \quad (\text{B.21})$$

θ_{1az} est l'ouverture de l'antenne en azimut, V_{gt} est la vitesse du satellite ramenée au voisinage du sol (pour être plus précis il faut ajouter la vitesse transverse du vent au centre du volume de résolution, mais celle-ci est négligeable devant V_{gt}).

σ_α est dû à la rotation de l'antenne. Elle est donnée par (Doviak et Zmic 1984):

$$\sigma_\alpha = \left(\frac{\omega_b \lambda}{2\pi\theta_{1ev}} \right) \sqrt{\ln 2} \quad (\text{B.22})$$

ω_b est la vitesse angulaire de l'antenne(en rad/s), θ_{1ev} est l'ouverture de l'antenne en site, λ est la longueur d'onde.

σ_s est dû au cisaillement du vent:

$$\sigma_s^2 = \sigma_{s\theta}^2 + \sigma_{s\phi}^2 + \sigma_{sr}^2 = (r_0 \sigma_\theta k_\theta)^2 + (r_0 \sigma_\phi k_\phi)^2 + (\sigma_r k_r)^2 \quad (\text{B.23})$$

une valeur typique de k_θ , k_ϕ et k_r est $3 \cdot 10^{-2} \text{s}^{-1}$

Pour un diagramme circulaire et gaussien on a (Doviak et Zrnica 1984):

$$\sigma_\theta = \sigma_\phi = \frac{\theta_b}{4\sqrt{\ln 2}} \quad (\text{B.24})$$

θ_b est l'ouverture de l'antenne (à 3dB)

Pour une impulsion rectangulaire et une fonction de transfert gaussienne du récepteur et en supposant que le récepteur est adapté on a:

$$\sigma_r = 0.35 \frac{c\tau}{2} \quad (\text{B.25})$$

c est la vitesse de la lumière, τ est la durée d'impulsion.

σ_d est dû aux différences de vitesses de chutes des gouttes de tailles différentes:

$$\sigma_d = \sigma_{d0} \sin\theta_e, \text{ pour la pluie: } \sigma_{d0} \approx 1.0 \text{ m/s} \quad (\text{B.26})$$

$\theta_e = \pi/2 - \theta_0$, où θ_0 est l'angle de l'axe de l'antenne avec le nadir.

σ_t (de l'ordre de 1.0 ms^{-1}) est dû aux turbulences.

La figure (fig. V.8) donne l'élargissement du spectre en fonction de l'altitude pour certaines longueurs d'onde.

Le nombre de mesures indépendantes dépend du temps d'intégration et du temps de décorrélation du signal pluie. Ce dernier est de l'ordre de quelques dixièmes de milliseconde à cause du déplacement rapide du satellite (environ 7 Km/s).

C_2 GEOMETRIE DU SYSTEME RADAR (en satellite)

Dans cette annexe, on expose les équations qui décrivent le balayage de l'antenne, les résolutions spatiales du radar et les contraintes sur certains paramètres.

Dans les formules exposées ci-dessous, Z_s désigne l'altitude du satellite, V_{sat} sa vitesse, λ la longueur de l'onde du radar, θ_{1ev} l'ouverture de l'antenne en site (dans le sens du balayage), θ_{1az} l'ouverture en azimut (sens du mouvement du satellite) et θ_m l'angle maximal de balayage de l'antenne.

Les ouvertures de l'antenne, en site et en azimut, sont données par:

$$\theta_{1ev} = \kappa_{ev} \frac{\lambda}{l_{ev}} \quad , \quad \theta_{1az} = \kappa_{az} \frac{\lambda}{l_{az}} \quad (C.1)$$

où l_{ev} est la dimension de l'antenne en site, l_{az} est la dimension de l'antenne en azimut.

Pendant la période de balayage T_b , la distance au sol parcourue par la plate-forme est donnée par:

$$V_{gt} T_b = 2Z_s \operatorname{tg}\left(\operatorname{ep}_2 \frac{\theta_{1az}}{2}\right) = \operatorname{ep}_2 Z_s \theta_{1az} = \operatorname{ep}_2 r_{az} \quad (C.2)$$

où r_{az} est la résolution du radar en azimut (au nadir) et V_{gt} est la vitesse du satellite ramenée au sol:

$$V_{gt} = \frac{R_e}{R_e + Z_s} V_{sat} \quad (C.3)$$

La vitesse angulaire moyenne de balayage de l'antenne ω_b est:

$$\omega_b = \frac{2\theta_m}{T_b} \quad (C.4)$$

Pour une terre sphérique l'angle θ_m est relié à la fauchée S_f par:

$$\theta_m = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\sin \alpha_m}{1 + Z_s/R_e - \cos \alpha_m} \right) \quad \text{où} \quad \alpha_m = \frac{S_f}{2R_e} \quad (C.5)$$

R_e est le rayon de la terre.

Le temps de résidence vérifie:

$$T_{rd} + t_{cm} = \operatorname{ep}_1 \frac{\theta_{1ev}}{\omega_b} = \frac{T_b}{N_v} \quad (C.6)$$

N_v est le nombre de visées dans une fauchée; Si l'ouverture de l'antenne en site est constante pendant le balayage on a:

$$N_v = \frac{2\theta_m}{ep_1 \theta_{1ev}} \quad (C.7)$$

Dans le cas d'un balayage électronique l'ouverture de l'antenne varie avec l'angle que fait la visée avec la verticale, elle s'écrit:

$$\theta_{1ev}(\theta_i) = k_{ev} \frac{\lambda}{l_{ev}} \frac{1}{\cos(\theta_{at} - \theta_i)} \quad (C.8)$$

θ_{at} est l'angle de l'axe de l'antenne (et non pas l'axe du faisceau de l'antenne) avec le nadir, θ_i correspond à la ième visée. Dans ce cas le nombre de visées vérifie:

$$\sum_{i=1}^{N_v} \theta_{1ev}(\theta_i) = \frac{2\theta_m}{ep_1} \quad (C.9)$$

Le temps d'intégration pour une visée qui fait un angle θ avec le nadir est:

$$T_i(\theta) = T_{rd} - 2 \frac{r(\theta)}{c} \quad (C.10)$$

c est la vitesse de la lumière, r est la distance de l'antenne au centre de la visée, elle est égale à:

$$r(\theta) = [(R_e + Z_s)^2 - 2R_e(R_e + Z_s)\cos\alpha + R_e^2]^{1/2} \quad \text{avec } \alpha = \sin^{-1} \left[\left(1 + \frac{Z_s}{R_e}\right) \sin\theta \right] - \theta$$

α est l'angle au centre de la terre de rayon terrestre qui passe par le centre de la visée et la verticale qui passe par le satellite. $r(\theta)$ peut s'écrire aussi:

$$r(\theta) = (R_e + Z_s)\cos\theta - [R_e^2 - (R_e + Z_s)^2 \sin^2\theta]^{1/2} \quad (C.11)$$

La résolution en site r_{ev} et la résolution en azimut r_{az} dépendent de l'angle de visée θ :

$$r_{ev}(\theta) = \theta_{1ev} r\left(\theta - \frac{\theta_{1ev}}{2}\right) \quad \text{et} \quad r_{az}(\theta) = \theta_{1az} r(\theta) \quad (C.12)$$

En projetant la résolution en site sur l'horizontale et en ajoutant la partie qui correspond à la hauteur de la porte, on obtient la résolution horizontale perpendiculaire au déplacement du satellite, pour $\theta \geq \theta_{1ev}/2$:

$$r_{1h}(\theta) = [r_{ev}(\theta) + \frac{c\tau}{2} \text{tg}(\theta - \theta_{1ev}/2)] \cos(\theta + \alpha) \quad (C.13)$$

$\cos(\theta + \alpha)$ est donné par:

$$\cos(\theta + \alpha) = \sqrt{1 - \left(1 + \frac{Z_s}{R_e}\right)^2 \sin^2\theta}$$

Pour $\theta \leq \theta_{1ev}/2$, $r_{1h} \approx r_{ev}$.

La résolution horizontale dans le sens de déplacement du satellite r_{2h} est la même que la résolution en azimut. En général, on utilise les résolutions au nadir (c.à.d $\theta=0$)

La résolution radiale est déterminée par la durée d'impulsion τ :

$$r_{\text{rad}} = \frac{c\tau}{2} \quad (\text{C.14})$$

La résolution verticale équivalente est la hauteur maximale du volume de résolution, pour $\theta \geq \theta_{1\text{ev}}/2$, $r_v(\theta)$ est égale à (Okamoto 1979):

$$r_v(\theta) = \sqrt{[c\tau/2 + [R_e^2 - (R_e + Z_s)^2 \sin^2(\theta - \theta_{1\text{ev}}/2)]^{1/2} - 2(R_e + Z_e) \sin\theta \sin(\theta_{1\text{ev}}/2)]^2 + (R_e + Z_s)^2 \sin^2(\theta + \theta_{1\text{ev}}/2)} - R_e$$

Pour $\theta \leq \theta_{1\text{ev}}/2$ on a:

$$r_v \approx r_{\text{rad}}$$

Une première approximation utile de r_v est obtenue en supposant que la terre est plane:

$$r_v(\theta) \approx \theta_{1\text{ev}} Z_s \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta - \theta_{1\text{ev}}/2)} + \frac{c\tau}{2} \cos(\theta + \theta_{1\text{ev}}/2) \approx \theta_{1\text{ev}} Z_s \text{tg}(\theta) + \frac{c\tau}{2} \cos\theta \quad (\text{C.15})$$

Distance non-ambiguë du radar

Le PRF doit être choisi tel que la zone non-ambiguë du radar couvre toute la région de pluie qui intercepte le faisceau de l'antenne. Le PRF dépend essentiellement de la hauteur de la pluie H_p . Pour une visée donnée, il doit vérifier (voir **fig. C.1**):

$$\frac{1}{\text{PRF}} \geq c_d (2\tau + 2 \frac{(r_f - r_n)}{c}) \quad , \quad c_d = 1.25 \quad (\text{C.16})$$

τ est la durée d'une impulsion. $c_d = 1.25$ pour une marge de 25% sur le PRF. $r_f = r(\theta_m)$, Si on considère la distance non-ambiguë pour la visée correspondant à l'inclinaison maximale. Si on ne tient pas compte des échos provenant des lobes secondaires r_n est égale à:

$$r_n = (R_e + Z_s) \cos(\theta_m - \theta_b) - [(R_e + H_p)^2 - (R_e + Z_s)^2 \sin^2(\theta_m - \theta_b)]^{1/2}$$

θ_b est l'ouverture de l'antenne (en site ou en azimut).

Pour tenir compte des échos qui proviennent des lobes secondaires, on prend $r_n = Z_s - H_p$

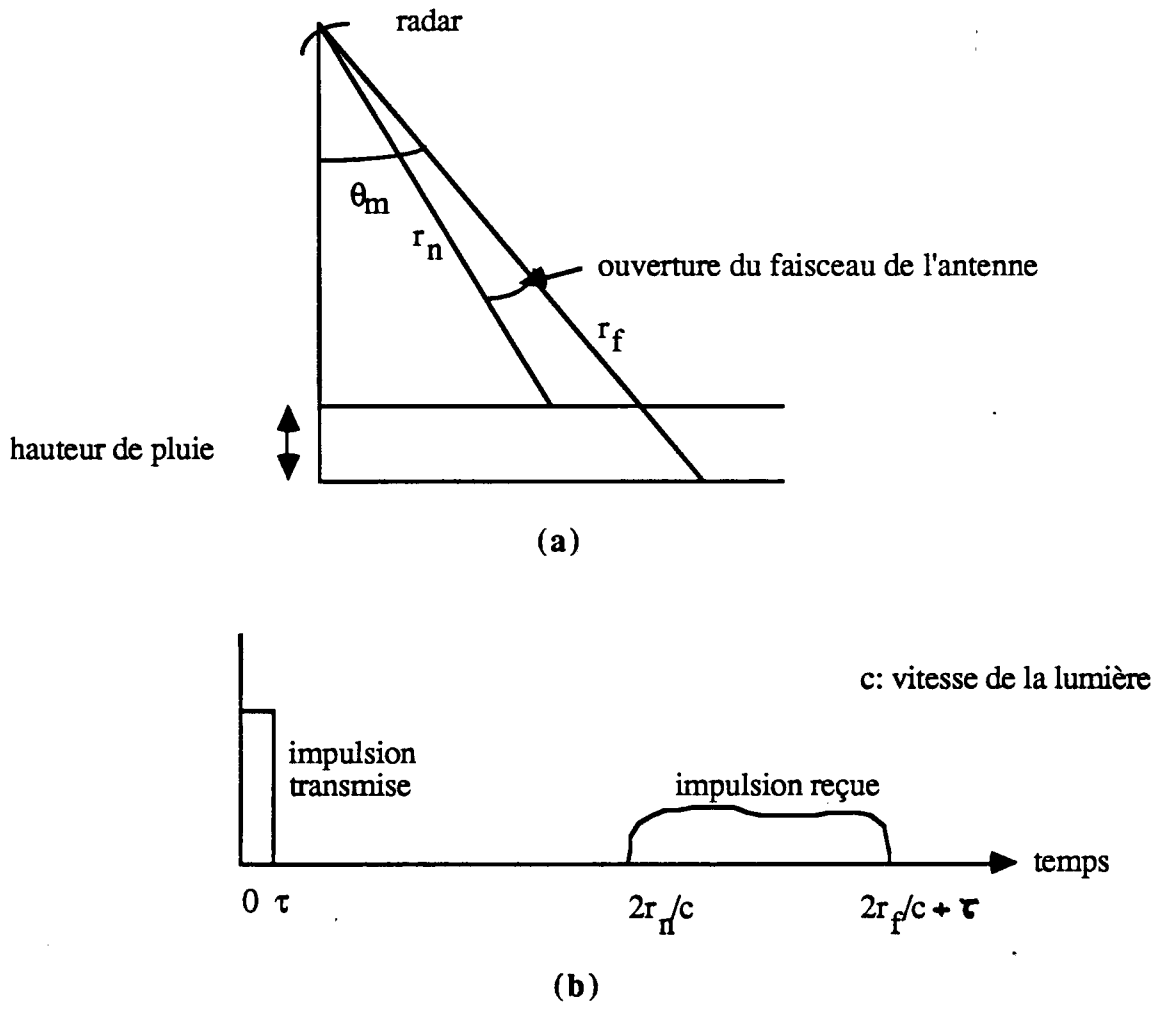


Fig. C.1 : Distance non ambiguë du radar. (a) Distance minimale et maximale du radar à la pluie. (b) Émission et réception de l'impulsion radar.

D_ ECHO DE SURFACE (SOL OU OCEAN)

D.1_ DEVELOPPEMENT DE LA FORMULE (III.12)

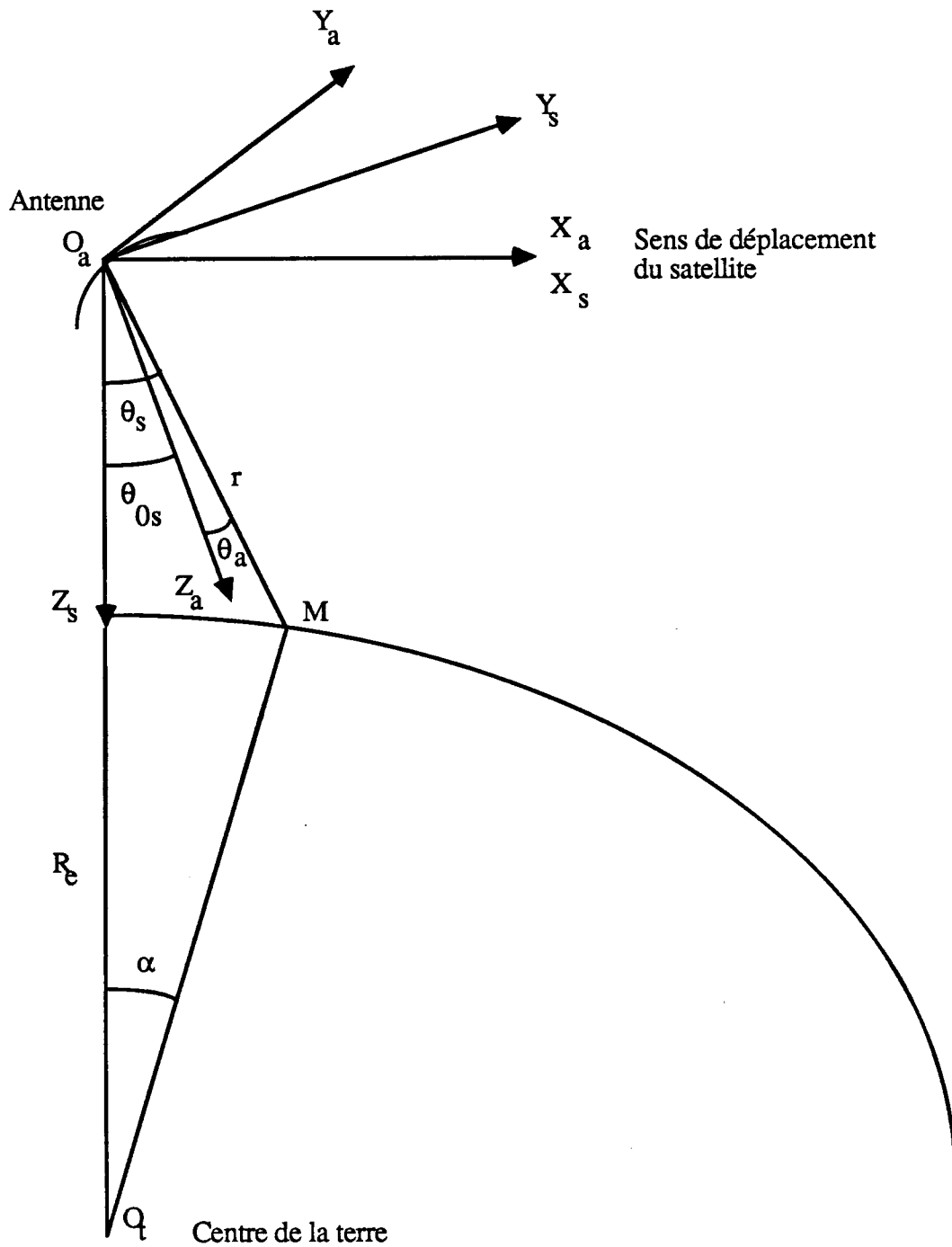
Soit σ^0 le coefficient de rétrodiffusion du sol (ou océan), r_0 la distance de la plate-forme au centre de la porte qui touche le sol (ou océan). La puissance de l'écho de surface est exprimée par (cf. formule (III.12))

$$\overline{P_s(r_0)} = \frac{G_0^2 \lambda^2}{(4\pi)^3} \iint_{S_1} P_t(r_0-r) |W(r_0-r)| \sigma^0(\theta, \phi) \frac{f^4(\theta, \phi)}{r^4} \exp(-0.46 \int_0^r k(\rho) d\rho) dS_1 \quad (D.1)$$

On suppose que σ^0 est uniforme sur la surface S_1 qui intercepte le sol (ou l'océan) pour une porte donnée et soit r_s la distance de la plate-forme au centre de S_1 , on obtient:

$$\overline{P_s(r_s)} = \frac{G_0^2 f(B) P_t \lambda^2}{(4\pi)^3} \sigma^0 \exp(-0.46 \int_0^{r_s} k(r, \lambda) dr) \iint_{S_1} \frac{f^4(\theta, \phi)}{r^4} dS_1 \quad (D.2)$$

Soit R_s un repère d'origine le centre de l'antenne O_a , l'axe $(O_a X_s)$ parallèle au mouvement du satellite et $(O_a Z_s)$ est la verticale dirigée vers le sol (ou l'océan). Soit R_a un repère lié à l'antenne d'origine O_a , l'axe $(O_a X_a) = (O_a X_s)$ et $(O_a Z_a)$ est l'axe de faisceau de l'antenne. On pose θ_{0s} l'angle $(O_a Z_s, O_a Z_a)$. Le vecteur $r = O_a M$ a pour coordonnées (r, θ_a, ϕ_a) dans R_a et (r, θ_s, ϕ_s) dans R_s (voir figure ci-dessous).



Géométrie de la mesure de l'écho de surface

En particulier, on a:

$$\cos\theta_s = \cos\theta_a \cos\theta_{0s} - \sin\phi_a \sin\theta_a \sin\theta_{0s} = h(\theta_a, \phi_a) \quad (D.3)$$

Soit O_t le centre de la terre est α l'angle $(O_t O_a, O_t M)$. Quant le point M est sur la surface de la terre, il vérifie les relations suivantes:

$$r = (R_e + Z_s)\cos\theta_s - R_e\cos(\theta_s + \alpha) \quad \text{et} \quad \sin(\theta_s + \alpha) = (1 + Z_s/R_e)\sin\theta_s \quad (\text{D.4})$$

La surface S_1 est définie par:

$$r_0 - \frac{c\tau}{4} \leq r \leq r_0 + \frac{c\tau}{4} \quad \text{et} \quad 0 \leq \phi_s \leq 2\pi \quad \text{et} \quad M \text{ sur le sol} \quad (\text{D.5})$$

Si on veut calculer seulement l'écho de surface dans le lobe principal ou celui dans les lobes secondaires, on prend la partie de S_1 qui correspond à l'écho voulu.

On pose:

$$h_1(\theta_a, \phi_a) = \cos(\theta_s + \alpha) = \sqrt{1 + (1 + Z_s/R_e)^2 (h^2(\theta_a, \phi_a) - 1)} \quad (\text{D.6})$$

De (D.4), on déduit les relations différentielles, pour un point M sur la surface de la terre:

$$dr = (R_e + Z_s)\sin\theta_s d\alpha = r(1 + Z_s/R_e) \frac{\sin\theta_s}{\cos(\theta_s + \alpha)} d\theta_s \quad (\text{D.7})$$

L'élément de surface dS_1 est la projection d'un élément sphérique $dS = r^2 d\Omega$ sur la surface de la terre. Si les coordonnées sphériques du rayon r au centre de dS sont (r, θ_a, ϕ_a) dans R_a et (r, θ_s, ϕ_s) dans R_s . On a les relations entre dS et dS_1 :

$$dS_1 = \frac{dS}{\cos(\theta_s + \alpha)} = r^2 \frac{\sin\theta_s}{\cos(\theta_s + \alpha)} d\theta_s d\phi_s = r^2 \frac{\sin\theta_a}{h_1(\theta_a, \phi_a)} d\theta_a d\phi_a \quad (\text{D.8})$$

Proche du nadir, on a:

$$\iint_{S_1} \frac{f^4(\theta_a, \phi_a)}{r^4} dS_1 = \frac{1}{r_s^2} \iint_{\theta \phi} f^4(\theta_a, \phi_a) \sin\theta_a d\phi_a d\theta_a \approx \frac{\pi\theta_{1ev}\theta_{1az}}{8\ln(2)r_s^2} \quad (\text{D.9})$$

Des équations (D.7) et (D.8) on déduit:

$$dS_1 = \frac{1}{1 + Z_s/R_e} r dr d\phi_s \quad (\text{D.10})$$

Donc l'intégrale sur S_1 de (D.2) peut s'écrire:

$$\iint_{S_1} \frac{f^4(\theta_a, \phi_a)}{r^4} dS_1 = \frac{1}{1 + Z_s/R_e} \iint_{S_1} \frac{f^4(\theta_a, \phi_a)}{r^3} dr d\phi_s \quad (\text{D.11})$$

Pour des visées inclinées et en supposant que θ_s ne varie pas beaucoup dans S_1 (r_0 très grand devant les dimensions du volume de résolution), (D.11) peut s'écrire:

$$\iint_{S_1} \frac{f^4(\theta_a, \phi_a)}{r^4} dS_1 = \frac{1}{1 + Z_s/R_e} \frac{c\tau/2}{r_0^3} \int_0^{2\pi} f^4(\phi_s) d\phi_s \quad (\text{D.12})$$

Remarque:

Si on considère les ouvertures de l'antenne aller-retour à demi-puissance θ_{2ev} et θ_{2az} la surface S_1 est approchée par (Nathanson 1969):

$$S_1 = \pi r_0^2 \operatorname{tg}\left(\frac{\theta_{2ev}}{2}\right) \operatorname{tg}\left(\frac{\theta_{2az}}{2}\right) \frac{1}{\cos(\theta_{1s} + \alpha)} \quad \text{si } \operatorname{tg}(\theta_{1s} + \alpha) \leq \frac{c\tau/2}{2r_0 \operatorname{tg}(\theta_{2ev}/2)} \quad (\text{D.13})$$

$$S_1 \approx 2r_0 \frac{c\tau}{2} \operatorname{tg}\left(\frac{\theta_{2az}}{2}\right) \frac{1}{\sin(\theta_{1s} + \alpha)} \quad \text{si } \operatorname{tg}(\theta_{1s} + \alpha) \geq \frac{c\tau/2}{2r_0 \operatorname{tg}(\theta_{2ev}/2)} \quad (\text{D.14})$$

θ_{1s} est l'angle que fait $O_a C_1$ avec le nadir, C_1 étant le centre de S_1 . α est l'angle que fait $O_t C_1$ avec le nadir. $\alpha=0$ si on suppose que la terre est plane.

D.2_ MODELES POUR σ^0

Le coefficient de rétrodiffusion σ^0 varie beaucoup en fonction de la nature du terrain (sol nu, désert, végétation, zone industrielle, zone résidentielle,...), des saisons, de l'angle de l'incidence de la puissance émise, de la longueur d'onde utilisée, de la polarisation, de la rugosité du sol,.... Au dessus des océans σ^0 dépend de la vitesse du vent (Ulaby et al 1981, Masuko et al 1986). Des modèles simples de σ^0 , proposés dans la littérature (Ulaby et al 1981), peuvent être utilisés pour des besoins de modélisation:

$$\text{Modèle 1 : } \sigma^0(\theta, \lambda) = \sigma_m^0(\lambda)$$

$$\text{Modèle 2 : } \sigma^0(\theta, \lambda) = \sigma_m^0(\lambda) \cos \theta$$

$$\text{Modèle 3 : } \sigma^0(\theta, \lambda) = \sigma_m^0(\lambda) \cos^2 \theta$$

$$\text{Modèle 4 : } \sigma^0(\theta, \lambda) = \sigma_m^0(\lambda) \exp\left(-\frac{\theta}{\theta_0(\lambda)}\right)$$

où θ est l'angle d'incidence.

Le modèle 4 a été utilisé pour ajuster certaines données expérimentales (Moore 1979), on trouve des valeurs typiques pour θ_0 de l'ordre de 6° au dessus de l'océan (θ_0 croît avec la vitesse du vent), 20° pour une région désertique et 30° pour une région couverte de végétation. La valeur de σ^0 au nadir est maximale, elle varie suivant les types de terrains et la fréquence. Par exemple à 13.9 GHz elle est de l'ordre de de 3 à 10 dB sur le sol et entre 10 et 20 dB au dessus de l'océan (réflexion spéculaire). Moore et Fung (1979) ont donné des courbes de régression pour les données de Skylab à 13.9 GHz pour l'été 1973 au dessus de l'océan:

$$\text{Polarisation verticale } \sigma^0(\theta) = 15.6 \exp(-\theta/6.13^\circ)$$

$$\text{Polarisation horizontale } \sigma^0(\theta) = 21.9 \exp(-\theta/5.35^\circ)$$

Pour l'hiver :

$$\text{Polarisation verticale } \sigma^0(\theta) = 7.41 \exp(-\theta/7.37^\circ) \text{ pour } 0^\circ < \theta < 15^\circ$$

E_ EQUATIONS DE L'ORBITE DU SATELLITE

E.1_ PARAMETRES ET CONSTANTES

P_o : Période orbitale (sec)

$P_{T/O}$: Période de rotation terrestre par rapport au plan orbital (sec)

Ω' : Dérive du noeud ascendant de l'orbite (coupure de l'Equateur, rad/sec, deg/j)

i : Inclinaison de l'orbite du satellite

P_{sol} : Durée du jour solaire moyen (sec)

P_{sid} : Durée du jour sidéral (sec)

T_s : Période sidérale de rotation de la terre autour du soleil (sec)

R_e : Rayon terrestre moyen

Z_s : Altitude du satellite

Valeurs des constantes:

$$R_e = 6378.14 \text{ Km}$$

$$\mu = 398600.64 \text{ Km}^3/\text{sec}^2$$

$$J_2 = 1.0826268 \cdot 10^{-3}$$

$$J_4 = -0.16086 \cdot 10^{-5}$$

$$P_{sid} = 86164.1 \text{ sec}$$

$$P_{sol} = 86400 \text{ sec}$$

$$T_s = P_{sol} \times 365.256$$

Dans les calculs, on suppose que l'orbite du satellite est **circulaire** (sauf dans E.8).

E.2_ EQUATIONS GENERALES

$$P_o = 2\pi \sqrt{a^3/\mu} \quad (\text{sec}) \quad , \quad a = Z_s + R_e \quad (\text{E.1})$$

$$\frac{1}{P_{sid}} = \frac{1}{P_{T/O}} + \frac{1}{2\pi/\Omega'} \quad (\text{E.2})$$

$$\Omega' = -\frac{3R_e^2}{2a^{7/2}} \sqrt{\mu} J_2 \cos i - \frac{15}{96} \left(\frac{R_e}{a}\right)^4 J_4 (3 - 7\cos^2 i) \cos i \quad (\text{E.3})$$

E.3_ REPETITIVITE SOLAIRE

Cette option impose au satellite d'être à la même heure solaire au bout d'un nombre entier ou demi-entier p d'orbites:

$$\frac{1}{T_s} = \frac{1}{2pP_o} + \frac{1}{2\pi/\Omega'} \quad (\text{E.4})$$

E.4_ REPETITIVITE GEOGRAPHIQUE

Cette option impose le passage au dessus du même point au bout d'un nombre entier m d'orbites.

Si on considère seulement les passages montants du satellite, l'orbite doit vérifier:

$$n P_{T/O} = m P_o \quad (E.5)$$

où n est le nombre de rotations de la terre au tour du plan orbital du satellite, m est le nombre de rotations du satellite. En utilisant (E.2), (E.5) peut s'écrire:

$$\frac{1}{P_{sid}} = \frac{n}{m P_o} + \frac{1}{2\pi/\Omega'} \quad (E.6)$$

Si on considère la répétitivité géographique sur les traces montantes et descendantes, la contrainte (E.5) est remplacée par:

$$(n + 1/2) P_{T/O} = (m + 1/2) P_o \quad (E.7)$$

E.5_ REPETITIVITE GEOGRAPHIQUE ET SOLAIRE

Cette option impose au satellite d'être à la même heure solaire au-dessus du même point au bout d'un nombre entier p d'orbites. Cette contrainte s'écrit:

$$\frac{1}{T_s} = \frac{1}{2p P_o} + \frac{1}{2\pi/\Omega'} \quad \text{et} \quad n P_{T/O} = m P_o \quad \text{et} \quad p = m l \quad (E.8)$$

où n , p , m , l sont des entiers (on ne considère que les traces montantes). La contrainte (E.8) donne:

$$(2nl - 1) \left[\frac{1}{T_s} - \frac{1}{2\pi/\Omega'} \right] = \left[\frac{1}{P_{sid}} - \frac{1}{T_s} \right] \quad (E.9)$$

E.6_ DISTANCES A L'EQUATEUR (entre les traces voisines, au bout d'une période T_G de répétitivité géographique) ET DEFILEMENT HORAIRE

Durant T_G le satellite à fait m orbites régulières ce qui donne pour la distance entre deux traces voisines:

$$\Delta L = \frac{2\pi R_e}{m} \quad (E.10)$$

Or $T_G = m P_o$, d'où:

$$T_G \Delta L = 2\pi R_e P_o \quad (E.11)$$

Donc le produit de T_G et ΔL ne dépend que de l'altitude du satellite (il ne dépend pas de l'inclinaison i de son orbite).

Soit α l'angle au centre de la terre entre deux traces voisines au bout de m orbites, on a:

$$\alpha = \inf \left[(m_1 + 1) \frac{2\pi}{P_{T/O}} P_o - 2\pi, 2\pi - m_1 \frac{2\pi}{P_{T/O}} P_o \right] \quad (\text{E.12})$$

où m_1 est un entier qui exprime le nombre d'orbites du satellite pendant une rotation de la terre autour du plan orbital:

$$m_1 = E(P_{T/O}/P_o) \quad (\text{E.13})$$

E est la fonction partie entière.

D'où une deuxième expression pour ΔL :

$$\Delta L = R_e \alpha = 2\pi R_e \inf \left[(m_1 + 1) \frac{P_o}{P_{T/O}} - 1, 1 - m_1 \frac{P_o}{P_{T/O}} \right] \quad (\text{E.14})$$

Cette expression ne suppose pas une répétitivité géographique, elle calcule simplement la déviation entre une trace donnée et la trace arrivant après un tour de la terre autour du plan orbital.

Défilement horaire: c'est le décalage horaire entre deux passages successifs du satellite au-dessus d'un même point géographique. Il est égal au reste de la division euclidienne de T_G par la durée du jour solaire moyen P_{sol} :

$$\Delta T_G = T_G - E(T_G/P_{sol}) P_{sol} \quad (\text{E.15})$$

E.7_ COUVERTURE TOTALE

La condition que doit satisfaire une fauchée S_f de d'angle au centre de la terre $2\alpha_f$, pour donner une couverture jointive à la latitude ϕ ($\phi=0$ à l'Equateur), est la suivante:

$$\sin \frac{\alpha_f}{2} = \sin i \sin \frac{\alpha}{2} \cos \phi \quad (\text{E.16})$$

où

$$S_f = 2\alpha_f R_e, \quad \alpha = \frac{\pi}{P_{T/O}} P_o \quad (\text{E.17})$$

E.8_ POSITION DU SATELLITE (voir figure ci-dessous)

La position du satellite dans le repère (O, ξ, η) , où O est le centre de la terre, est donnée par :

$$\xi = r \cos f \quad \text{et} \quad \eta = r \sin f$$

Dans le repère (O, X, Y, Z) , sa position est donnée par:

$$x = r [\cos \Omega \cos(\omega + f) - \sin \Omega \sin(\omega + f) \cos i]$$

$$y = r [\sin\Omega \cos(\omega + f) + \cos\Omega \sin(\omega + f) \cos i]$$

$$z = r \sin(\omega + f) \sin i$$

A partir de ces équations, on détermine la latitude ϕ et la longitude θ du satellite:

$$\sin\phi = \sin(\omega + f) \sin i \quad (\text{E.18})$$

$$\cos\theta = [\cos^2(\omega + f) + \cos^2 i \sin^2(\omega + f)]^{1/2} \quad (\text{E.19})$$

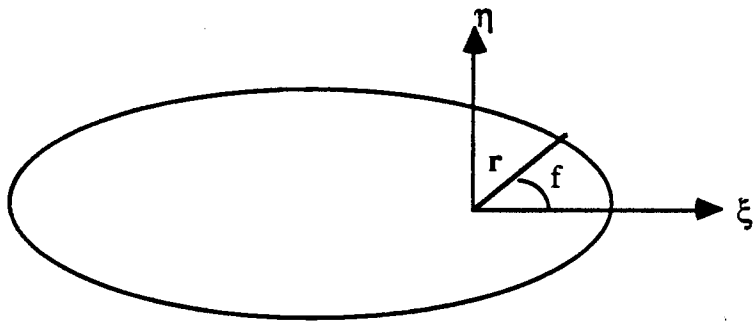
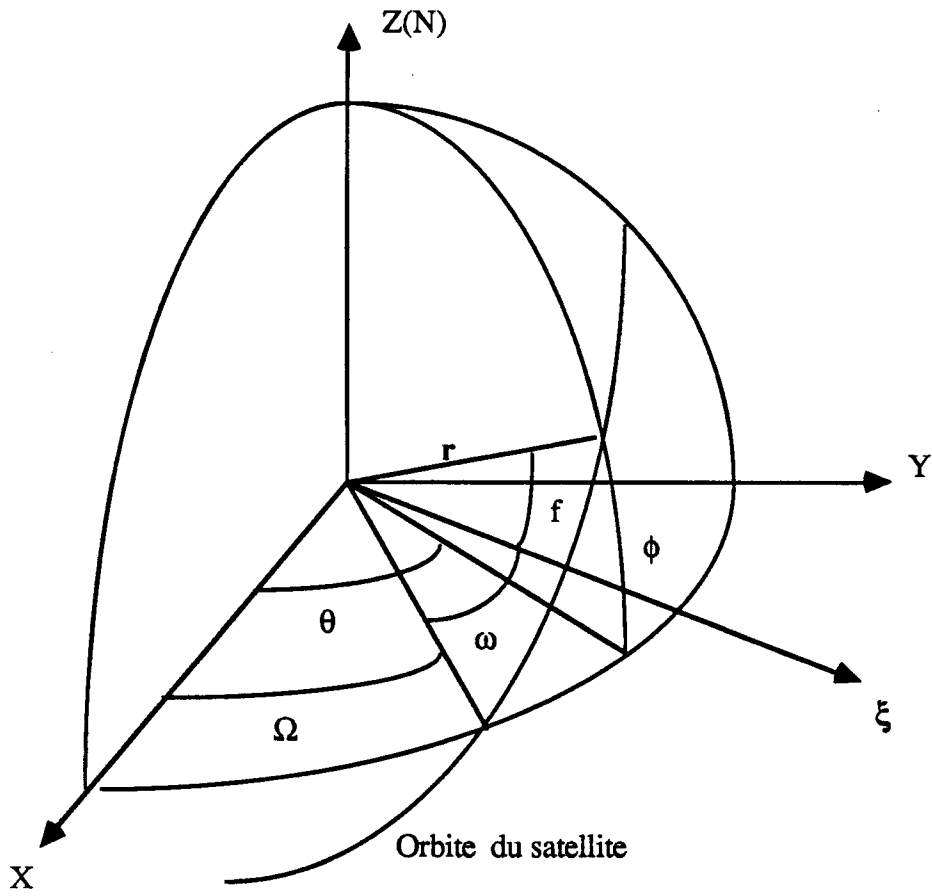
$$\sin\theta = [\sin\Omega \cos(\omega + f) + \cos\Omega \sin(\omega + f) \cos i] / \cos\phi \quad (\text{E.20})$$

$$\cos\theta = [\cos\Omega \cos(\omega + f) - \sin\Omega \sin(\omega + f) \cos i] / \cos\phi \quad (\text{E.21})$$

où

$$-\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2 \quad , \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi$$

$$\Omega = \Omega_0 + (\Omega' - (2\pi/P_{\text{sid}})) t \quad \text{et} \quad f = f_0 + (2\pi/P_0) t$$



Orbite du satellite

F_ CONVERGENCE DE L'ALGORITHME ITERATIF VERS LA SOLUTION DE BORDAN-HITSCHFELD

La solution de Bordan-Hitschfeld (1954) est donnée par (voir équation (II.11))

$$u(r,\lambda) = \frac{u_0(r,\lambda)}{1 - 0.46 \int_0^r u_0(s,\lambda) ds} \quad (F.1)$$

L'algorithme itératif est défini par (voir équation (II.13)):

$$u_n(r,\lambda) = u_0(r,\lambda) \exp\left(0.46 \int_0^r u_{n-1}(s,\lambda) ds\right) \quad (F.2)$$

Il est évident que $u_n \geq u_0$ pour tout n et en particulier pour $n=1$. En plus on a:

$$u_n(r,\lambda)/u_{n-1}(r,\lambda) = \exp\left(0.46 \int_0^r (u_{n-1}(s,\lambda) - u_{n-2}(s,\lambda)) ds\right) \quad (F.3)$$

Supposant que $u_{n-1} \geq u_{n-2}$, de (F.3) on déduit que $u_n \geq u_{n-1}$, donc u_n est croissante.

La dérivation logarithmique de (F.2) donne:

$$\frac{1}{u_n} \frac{du_n}{dr} = \frac{1}{u_0} \frac{du_0}{dr} + 0.46 u_{n-1} \quad (F.4)$$

En multipliant les deux membres de (F.4) par (u_0 / u_n) , on obtient:

$$\frac{d}{dr} \left(\frac{u_0}{u_n} \right) = -0.46 \left(\frac{u_{n-1}}{u_n} \right) u_0 \quad (F.5)$$

L'intégration de (F.5) donne:

$$u_n(r,\lambda) = u_0(r,\lambda) / \left[1 - 0.46 \int_0^r \left[\frac{u_{n-1}}{u_n} \right] u_0 ds \right] \quad (F.6)$$

De (F.1) et (F.6) et du fait que u_n est croissante en fonction de n , on déduit que $u_n(r) \leq u(r)$ pour tout n . Pour r fixé, la suite $u_n(r)$ est positive, elle est aussi croissante et majorée donc elle est convergente. On a en particulier: $\lim(u_{n-1}(r)/u_n(r)) = 1$, c'est une convergence simple. Or la suite $u_n(r)$ est supposée dérivable donc continue et par conséquent la convergence vers 1 est uniforme (sur un compact). De (F.6) on déduit que u_n converge vers la solution de Bordan-Hitschfeld u .

G_ LES LOGICIELS

G.1_ INTRODUCTION

Le but des logiciels est d'étudier, simuler et définir le radar embarqué sur satellite. J'ai réparti ces logiciels en quatre parties. Les logiciels de la première partie servent à caractériser le radar et choisir ces paramètres (fréquence radar, antenne, PRF, puissance crête d'émission, résolution,....). Ceux de la deuxième partie permettent de simuler la mesure radar (fréquence radar, gamme détectable des taux précipitants, précision de mesure, effet des lobes secondaires, écho du sol, écho de l'océan,....). Dans la troisième partie, on étudie les caractéristiques de l'échantillonnage du radar (orbitologie, fauchée, maille et densité de l'échantillonnage,....). Enfin dans la dernière partie, les logiciels concernent les algorithmes de restitution du taux de précipitation, simulation et test.

Ces logiciels ont des structures similaires. En effet dans chaque logiciel, on distingue trois unités de traitement:

- Unité de saisie: Dans cette unité on choisit les paramètres qu'on veut imposer ou faire varier. On fixe éventuellement les options correspondantes aux cas étudiés.
- Unité de traitement: Elle contient le calcul propre à chaque application.
- Unité graphique: Dans cette unité, j'utilise une procédure assez souple et qui s'adapte pratiquement à tous les logiciels après quelques petites modifications spécifiques à chaque cas. Le logiciel graphique utilisé est le GREG (version 6.2) sous VAX-780.

G.2_ DESCRIPTION DES LOGICIELS

Langage: FORTRAN-77 sur VAX-780

a) Etude du radar:

* DRADS.FOR

Pour un radar embarqué sur satellite et balayant perpendiculairement à sa trajectoire, ce logiciel permet d'étudier: les dimensions de l'antenne, la résolution spatiale du radar, la période de répétition des impulsions (PRF), le temps de résidence, le temps d'intégration, vitesse moyenne de balayage et période de balayage. On peut choisir le nombre de faisceaux du radar, l'espacement des visées et le type de balayage (électronique ou mécanique). Le calcul peut se faire pour une terre supposée plane ou sphérique.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (C.1) à (C.13) et (C.16)

* DSAR.FOR

Ce logiciel a les mêmes fonctions que DRADS.FOR, mais pour un radar à synthèse d'ouverture.

* NBRPS.FOR

Ce logiciel calcule le nombre des portes radar qui touchent le sol, celles qui sont entièrement dans la pluie et les portes partiellement remplies. Les paramètres d'entrée sont: la hauteur de la pluie, résolution du radar (transverse et radiale), altitude du satellite et la fauchée.

b) Simulation de la mesure radar:

* RAINA.FOR

Ce logiciel simule les puissances reçues par le radar dans le lobe principal ou les lobes secondaires. Les échos peuvent provenir de la pluie, du sol ou de l'océan. Il permet par exemple d'étudier l'effet des lobes secondaires, la contamination du signal pluie par l'écho du sol ou de l'océan, etc...

On utilise des modèles pour simuler la pluie (uniformes ou non) et le coefficient de rétrodiffusion de la surface (sol ou océan).

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (A.20), (A.22), (III.8), (III.12), les modèles pluie et les modèles pour σ^0 (voir § D.2 dans l'annexe D)

* GMR.FOR

Pour une pluie uniforme, ce logiciel calcule le rapport signal à bruit en fonction de l'intensité de la pluie, de la longueur d'onde utilisée, de la puissance d'émission, de la profondeur de la porte dans la pluie, de la résolution du radar, de la présence ou non de la bande brillante, etc...

Ainsi il permet de déterminer la gamme de taux de précipitation pour chaque longueur d'onde.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (III.11) et des relations Z_e-R et k-R.

* DRSV.FOR

Ce logiciel permet d'estimer l'élargissement (écart-type) du spectre Doppler du radar, en fonction de l'altitude du satellite, de l'ouverture de l'antenne, de la longueur d'onde, etc...

Le calcul de cet élargissement est nécessaire pour calculer le nombre équivalent d'échantillons indépendants dans le logiciel INDSP.FOR.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (B.20) à (B.26)

* INDSP.FOR

Ce logiciel permet d'évaluer le nombre équivalent d'échantillons indépendants en fonction du temps d'intégration, la fréquence du radar, la PRF, l'élargissement du spectre (calculé par DRSV.FOR), etc...

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (B.10) à (B.15)

* STD.FOR

Ce logiciel donne l'écart-type sur la mesure de signal pluie, en fonction du nombre équivalent d'échantillons indépendants (donné par INDSP.FOR) et du rapport signal à bruit (donné par GMR.FOR), pour les trois types de récepteurs (linéaire, quadratique et logarithmique).

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (I.10) pour les trois types de récepteurs.

* MDPL.FOR

Ce logiciel fournit des modèles de pluie, les relations Z-R et k-R pour certains programmes (exemples: pour RAINA.FOR et GMR.FOR)

* GAIN.FOR

Ce logiciel calcule le diagramme de rayonnement d'une antenne et le met dans un fichier de données (On a utilisé des gaussiennes pour représenter le lobe principal et les lobes secondaires).

c) Echantillonnage

* CONFIG.FOR

Suivant la précision voulue (donc le nombre équivalent d'échantillons indépendants), la fauchée et la résolution transverse, le logiciel calcule l'espacement nécessaire entre les visées dans le cas d'un échantillonnage uniforme ou quelconque.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (B.16), (C.2) à (C.7).

* INTTR.FOR

Ce logiciel permet de calculer la fauchée nécessaire pour couvrir toute la ceinture tropicale, en fonction de l'altitude du satellite et l'inclinaison de son orbite par rapport à l'équateur.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (E.1) à (E.3), (E.16) et (E.17)

* PASSAGE.FOR

Pour un domaine donnée dans la ceinture couverte par le satellite, et pour une période de temps donnée, le logiciel détermine les traces du satellite dans ce domaine et la fraction de temps que le satellite mis au dessus du domaine. Il permet d'étudier la densité de l'échantillonnage en fonction de la position du domaine.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (E.1), (E.3) et (E.18) à (E.21)

* ORBIT.FOR

Ce logiciel calcule l'angle d'ascension de l'orbite en fonction de l'altitude du satellite et de l'inclinaison de l'orbite. Il détermine les conditions pour avoir une répétitivité géographique ou/et solaire.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (E.1) à (E.9)

* DENSPAS.FOR

Dans DENSPAS.FOR, on calcule la densité d'échantillonnage en fonction de la latitude pour un orbite de satellite donnée et le défilement horaire pour une période de répétitivité géographique donnée.

Formules mathématiques utilisées dans ce logiciel: (E.1) à (E.3) et (E.10) à (E.15).

d) Algorithmes

* BHD.FOR

Ce logiciel simule l'algorithme de Bordan-Hitschfeld (solution exacte ou itération)

* BH2L.FOR

Ce logiciel est un cas particulier de l'algorithme de Fujita (1983 et 1985). Il utilise les deux longueurs d'onde dans seulement les deux premières portes. Pour les portes qui restent, il utilise l'algorithme de Bordan-Hitschfeld mais sans introduire la constante d'étalonnage du radar.

* PROC.FOR, RUF.FOR, EFFZR

Ces logiciels contiennent certaines procédures de calcul numérique.

H_ LISTE DES SYMBOLES

La liste suivante contient les symboles les plus fréquemment utilisés. Les symboles utilisés occasionnellement sont définis au fur et à mesure.

A	Amplitude de l'écho reçu
	Amplitude d'illumination de l'antenne
A_e	Ouverture efficace de l'antenne
B	Bande passante du récepteur
c	Vitesse de la lumière
D	Diamètre d'une goutte de pluie
$D(\theta, \phi)$	Directivité de l'antenne dans la direction (θ, ϕ)
d_1	Espacement entre deux visées dans le sens de balayage de l'antenne (au nadir)
d_2	Espacement entre deux visées dans le sens de déplacement du satellite (au nadir)
ep_1	Coefficient d'espacement entre deux visées dans le sens de balayage de l'antenne
ep_2	Coefficient d'espacement entre deux visées dans le sens de déplacement du satellite
ep	Coefficient d'espacement entre deux visées quand $ep_1 = ep_2$
E	Champ électrique
$E(X)$	Moyenne d'un signal X
	Partie entière de X
	Intégrale elliptique complète du première espèce
$F(\theta, \phi)$	Intensité de radiation de l'antenne
f	Fréquence d'opération du radar
$f^2(\theta, \phi)$	Intensité de radiation normalisée de l'antenne
$f_r(B)$	Pertes dûes à la bande finie du récepteur
F_r	Figure de bruit du récepteur
G_0	Gain d'antenne sur l'axe
$G(\theta, \phi)$	Gain de l'antenne dans la direction (θ, ϕ)
H	Fonction du transfert du récepteur
h	Hauteur d'une porte radar
H_p	Hauteur de la pluie
i	Angle d'inclinaison du plan de l'orbite par rapport à l'équateur
k	Coefficient d'atténuation spécifique
	Constante de Boltzman
	Nombre d'onde
k_p	Coefficient d'atténuation dû aux précipitations (parfois on le désigne par k)
K	Facteur diélectrique.
$K(X)$	Intégrale elliptique complète du second espèce
L_{af}	Perte dans l'affaiblisseur exprimée sous forme de rapport de puissance
L_p	Pertes totales dans le système radar
l_{ev}	Dimension de l'antenne en site
l_{az}	Dimension de l'antenne en azimut
l_t	Dimension de l'antenne (en azimut ou en site)
m	Indice de réfraction complexe
M	Contenu en eau
$N(D)$	Distribution dimensionnelle des gouttes de pluie
N_i	Nombre équivalent d'échantillons indépendants

N_n	Puissance de bruit
N_v	Nombre de visées radar par fauchée
N_T	Nombre total de mesures radar pendant la période de temps T
$P(r)$	Puissance de l'écho reçu
P_e	Puissance crête émise par l'antenne
P_0	Puissance moyenne de l'écho reçu
$P_s(r)$	Puissance de l'écho du surface
P_t	Puissance crête transmise par l'émetteur à l'antenne
PRF	Période de répétition des impulsions
P_o	Période orbitale
$P_{T/O}$	Période de rotation terrestre par rapport au plan orbital
P_{sol}	Durée du jour solaire moyen
P_{sid}	Durée du jour sidéral
r	Distance radiale
R	Taux de précipitation
R_e	Rayon terrestre moyen
r_{ev}	Résolution en site du radar
r_{az}	Résolution en azimuth du radar
r_v	Résolution verticale équivalente du radar
r_{1h}	Résolution horizontale perpendiculaire au déplacement du satellite
r_{rad}	Résolution radiale
$S(r, \theta, \phi)$	Densité du flux de puissance de l'antenne par unité de surface
SNR	Rapport signal à bruit
S_i	Densité du flux de puissance incidente par unité de surface
S_r	Densité du flux de puissance rétrodiffusée par unité de surface
S	Surface correspondant à la résolution transverse
S_f	Fauchée balayée par le radar
S_1	Surface de porte radar interceptant le sol
T	Période de temps considérée pour effectuer les moyennes des taux précipitants
T_b	Période du balayage de l'antenne
t_{cm}	Temps de commutation du faisceau de l'antenne entre deux visées
T_r	Température de bruit du récepteur
T_{rd}	Temps de résidence du radar par visée
T_i	Temps d'intégration par visée
t_{pr}	Temps de propagation aller-retour d'une impulsion radar
T_0	Température référence (=290°)
T_{af}	Température réelle (physique) de l'affaiblisseur
T_{op}	Température de bruit du système ramenée à l'entrée du récepteur
T_s	Période d'échantillonnage dans une porte radar
	Température de bruit de la source
	Période sidérale de rotation de la terre autour du soleil
T_G	Période de répétitivité géographique
V_{sat}	Vitesse linéaire du satellite
V_{gt}	Vitesse linéaire du satellite ramenée au sol
$V(D)$	Vitesse finale de chute des gouttes de pluie de diamètre D
$V(t)$	Echo reçu par le radar
$W(r)$	Fonction de pondération par l'impulsion radar et la fonction de transfert du récepteur
Y	Signal reçu à la sortie du récepteur

Y_k	Un échantillon du signal
Z	Facteur de réflectivité
Z_e	Facteur de réflectivité effective
Z_s	Altitude du satellite
α_m	Angle au centre de la terre de la demi-fauchée
ΔL	Distance à l'équateur entre deux traces voisines du satellite
ΔT_G	Décalage horaire entre deux passages successifs du satellite au-dessus d'une même région
η	Réflectivité radar
η_1	Coefficient d'efficacité de l'antenne (recouvre toutes les pertes sauf celles dûes au récepteur)
θ	Angle en site
θ_{1ev}	Ouverture de l'antenne en site (à 3 dB)
θ_{1az}	Ouverture de l'antenne en azimut (à 3 dB)
θ_{2ev}	Ouverture aller-retour de l'antenne en site (à 3 dB)
θ_{2az}	Ouverture aller-retour de l'antenne en azimut (à 3 dB)
θ_b	Ouverture de l'antenne à 3 dB (en azimut ou en site)
θ_{0s}	Angle d'une visée radar avec le nadir (parfois on le désigne par θ)
θ_m	Angle maximal de balayage de l'antenne
λ	Longueur d'onde
ρ	Densité de l'air
$\rho(t)$	Fonction d'autocorrélation temporelle normalisée à l'entrée du récepteur
$\rho_Y(t)$	Fonction d'autocorrélation temporelle (ou spatiale) normalisée du signal Y
ρ_p	Rapport de la puissance de l'écho de pluie à la puissance de l'écho de surface, dans une même porte
$\sigma(X)$	Ecart-type de X
σ	Section efficace de rétrodiffusion
σ^0	Coefficient du rétrodiffusion du sol
σ_d	Section efficace de diffusion
σ_a	Section efficace d'absorption
σ_t	Section efficace d'atténuation
	Ecart-type du spectre Doppler dû aux turbulences
σ_b	Ecart-type du spectre Doppler dû à l'ouverture de l'antenne
σ_s	Ecart-type du spectre Doppler dû au cisaillement du vent
σ_α	Ecart-type du spectre Doppler dû à la rotation de l'antenne
σ_d	Ecart-type du spectre Doppler dû aux différences de vitesses de chutes des gouttes de

	pluie de tailles différentes
σ_v	Ecart-type de l'élargissement du spectre Doppler (m/s)
σ_f	Ecart-type de l'élargissement du spectre Doppler (Hz)
$\sigma^1(X)$	Ecart-type sur la moyenne non-biaisée d'un signal X
τ	Durée d'une impulsion radar
ϕ	Angle en azimut
Ω'	Dérive du noeud ascendant de l'orbite (coupure de l'Equateur, rad/sec, deg/j)
ω_b	Vitesse angulaire moyenne de balayage de l'antenne
.	valeur absolue ou module

REFERENCES

- Atlas D., 1954 : The estimation of cloud parameters by radar, *J. Meteor.*, 11, 309-317.
- Atlas D. and Thiele O.W., editors, 1981 : Precipitation measurements from space, Workshop Report, NASA/GSFC, Greenbelt, Maryland.
- Atlas D., J. Eckerman J., Meneghini R. and Moore R., 1982 : The Outlook For Precipitation Measurements From Space, *Atmos.-Ocean*, 20, 50-61.
- Atlas D. et Ulbrich C.W., 1974 : The Physical Basis For Attenuation-Rainfall Relationships And The Measurement of Rainfall Parameters By Combined Attenuation and Radar Methods, *J. Rech. Atmos.*, 8, 275-298
- Atlas D. et Ulbrich C.W., 1977 : Path- and area-integrated rainfall measurement by microwave attenuation in the 1-3 cm band, *J. Appl. Meteor.*, 16, 1322-1331.
- Atlas D., Ulbrich C.W. et Menghini R., 1984 : The Multiparameter Remote Measurement of Rainfall, *Radio Sci.*, 19 (1), 3-22.
- Atlas D. and Moore R.K., 1987 : The measurement of precipitation with synthetique aperture radar, *J. Atm. Ocea. Tech.*, 4, 368-376.
- Austin G.L., 1974 : Pulse compression systems for use with meteorological radars, *Radio Sci.*, 9 (1), 29-33.
- Barrett E.C. and Martin D.W., 1981 : The use of satellite data in rainfall monitoring, Academic Press, New York.
- Battan L.J., 1973 : Radar Observation of the Atmosphere, revised edition, The University of Chicago Press, 324 pp.
- Bell T.L., 1987 : A Space Time Stochastic Model of Rainfall for Satellite Remote Sensing Studies, *J. Geophys. Res.*, 92 (D8), 9631-9643.
- BEST 1988, projet BEST : Analyse préliminaire de mission, édité par le CNES (à paraître)
- CCIR, Recommandations et rapports du CCIR 1986, Vol.V: Propagation dans les milieux non ionisés, Genève.
- Crane R.F., 1981 : Sampling problems-overview, In precipitation measurements from space, Workshop Report, Atlas D. and Thiele O.W. editors, NASA/GSFC, Greenbelt, Maryland, D41-D49.
- Darricau, 1981 : Physique et Théorie du radar, tome 2, 2^{ième} édition, éditeur SODIPE, Paris.
- Deirmendjian D., 1969 : Electromagnetic scattering on spherical polydispersion, New York: Elsevier.
- Doviak R.J. et Zmic D.S. : Doppler Radar and Weather Observations, 1984 Academic Press, 458 pp.
- Eccles P.J. et Mueller E.A., 1971 : X-band attenuation and liquid water content estimation by a dual-wavelength radar, *J. Appl. Meteor.*, 10, 1252-1259.

- Eccles P. J., 1979 : Comparison of Remote Measurements by Single- and Dual-Wavelength Meteorological Radars, *IEEE Trans. Geosc. Electr.*, GE-17 (4), 205-218.
- Eckerman J., 1975 : Meteorological radar facility for the space shuttle, *IEEE/National Telecommunications Conf.*, New Orleans, Louisiana, 37.6-37.16.
- Eckerman J. and Meneghini R., 1981 : Spaceborne Precipitation Radar, In precipitation measurements from space, Workshop Report, Atlas D. and Thiele O.W. editors, NASA/GSFC, Greenbelt, Maryland, D261-D276.
- El-Shennawy K.M, Abdel Alim O. et Ezz-El-Arab, 1987 : Sidelobe Suppression in Low and High Time-Bandwidth Products of Linear FM Pulse Compression Filters, *IEEE trans. Microwave Theory Thec.*, MTT-35 (9), 807-811.
- Foot G.B. and duToit P.S., 1969 : Terminal velocity of raindrops aloft, *J. Appl. Meteor.*, 8, 249-253.
- Fujita M. et al., 1985 : Inference of Rain rate Profile and Path-integrated Rain-rate by an Airborne Microwave Rain Scatterometer , *Radio Sci.*, 20 (3), 631-642.
- Fujita M., 1983 : An Algorithm for Estimating Rain Rate by Dual-frequency Radar, *Radio Sci.*, 18 (5), 697-708.
- GEWEX, 1987 : Space systems possibilities for a global energy and water cycle experiment, WCP-137, Report WMO/TD-N°180.
- Goldhirsh J. et Katz I., 1974 : Estimation of raindrop size distribution using multiple wavelength radar systems, *Radio Sci.*, 9, 439-446.
- Goldhirsh J. et Musiani B., 1986 : Rain Cell Size Statistics Derived from Radar Observations at Wallops Island, Virginia, *IEEE Trans. Geosc. Remote Sensing*, GE-24 (6), 947-954.
- Goldhirsh J., 1979 : A Review on the Application of Nonattenuating Frequency Radars for Estimating Rain Attenuation and Space Diversity Performance, *IEEE Trans. Geosc. Electr.*, GE-17 (4), 218-239.
- Goldhirsh J., 1988 : Analysis of Algorithms for Retrieval of Rain-rate Profiles from a Spaceborne Dual-Wavelength Radar, *IEEE trans. Geosc. Remote Sensing*, GE-26 (2), 98-114.
- Gray R.W. et Farly, 1973 : Theory of incoherent-scatter measurements using compressed pulses, *Radio Sci.*, 8 (2), 123-131.
- Gunn R. and Kinzer G.D., 1949 : The terminal velocity of fall for water drops in stagnant air, *J. Meteor.*, 6, 243-248.
- Hitschfeld W. et Dennis A. S., 1956 : Turbulence in snow generating cells, *Sci. Report. MW-23*, McGill University, Montreal, Canada
- Hitschfeld W. et Bordan J., 1954 : Errors inherent in radar measurement of rainfall at attenuating wavelengths, *J. Meteor.*, 11, 58-67.
- Kerr D.W., 1951 : Propagation of short radio waves, McGraw-Hill, 557 pp.
- Laughlin C.R., 1981 : On the effect of temporal sampling in the observations of mean rainfall, In precipitation measurements from space, Workshop Report, Atlas D. and Thiele O.W. editors, NASA/GSFC, Greenbelt, Maryland, D59-D66.

- Marshall J.S. and Palmer W. Mck., 1948 : The Distribution of Raindrops With Size, *J. Meteor.*, 5, 165-166.
- Marshall J.S. et Hitschfeld W., 1953 : Interpretation of the fluctuating Echo from Randomly distributed Scatterers, Part I, *Can. J. phys.*, 31, 962-994.
- Masuko H., Okamoto K., Shimada M. et Niwa S., 1986 : Measurement of Microwave Backscattering Signature of the Ocean Surface Using X Band and K_a Band Airborne Scatterometers, *J. Geophys. Res.*, 91 (C11), 13065-13083.
- McConnel A. and North G.R., 1987 : Sampling Errors in Satellite Estimates Of Tropical Rain, *J. Geophys. Res.*, 92 (D8), 9567-9570
- Meneghini R. et Eckerman J. et Atlas D., 1983 : Determination of Rain Rate from a Spaceborne Radar Using Measurements of Total Attenuation, *IEEE Trans. Geosc. Remote Sensing*, GE-21 (1), 34-43.
- Meneghini R., 1978 : Rain-rate Estimates for an Attenuating Radar, *Radio Sci.*, 13 (3), 459-470.
- Meneghini R., Jones J.A. et Gesell L.H., 1987 : Analysis of Dual-Wavelength Surface Reference Radar Technique, *IEEE trans. Geosc. Remote Sensing*, GE-25 (4), 456-471.
- Meneghini R. et Atlas D. 1986 : Simultaneous Ocean Cross Section and Rainfall Measurements from Space with a Nadir-Looking Radar, *J. Atmos. Ocean. Tech.*, 3 (3), 400-413.
- Moore R.K. et Fung A.K., 1979 : Radar determination of winds at sea, *Proc. IEEE*, 67(11), 1504-1521.
- Moore R.K., 1981 : Use of combined radar and radiometer systems in space for precipitation measurement -Some ideas, In precipitation measurements from space, Workshop Report, Atlas D. and Thiele O.W. editors, NASA/GSFC, Greenbelt, Maryland, D301-D325.
- Nathanson F.E., 1969 : Radar Design Principles: Signal Processing and the Environment, Mc Graw-Hill book company, 626 pp.
- Negri A.J., Adler R.F and Wetzel P.J., 1984 : Rain estimation from satellites: an examination of the the griffith-woodhy technique, *J. Clim. Appl. Meteor.*, 23, 102-116.
- Okamoto K., Miyazaki S. et Ishida T., 1979 : Remote sensing of precipitation by a satellite-borne microwave remote sensor, *Acta Astronautica*, 6, 1043-1060.
- Olsen R.L. et al., 1978 : The aR^b Relation in the calculation of Rain Attenuation, *IEEE trans. Antennas Propag.*, AP-26 (2), 318-329.
- Probert-Jones J.R., 1962 : The radar equation in meteorology, *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.*, 88, 485-495.
- Rogers D. V. , 1985 : Propagation Considerations for Satellite Broadcasting at Frequencies Above 10 GHz, *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, SAC-3 (1), 100-110.
- Rogers R.R., 1971 : The effect of variable target reflectivity on weather radar measurements, *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.*, 97, 154-167.
- Rogers R.R., 1976 : Statistical Rainstorm Models: Their Theoretical and Physical Foundations, *IEEE trans. Antennas Propag.*, AP-24, 547-565

Skolnik M.I., 1980 : Introduction to Radar Systems, Second Edition, Mc Graw-Hill book Company, 581 pp.

Smith P.L., 1984 : Equivalent Radar Reflectivity Factors for Snow and Ice Particles, *J. Clim. Appl. Meteor.*, 23, 1258-1260.

Szoke E.J. et al., 1986 : A Radar Study of Convective Cells in Mesoscale System in GATE. Part I: Vertical Profile Statistics and Comparison with Hurricanes, Part II: Life Cycles of Convective Cells, *J. Atmos. Sci.*, 43 (2), 182-197 et 199-218.

Testud J. et Amayenc P., 1988a : Stereoradar Meteorology: A Promising Technique to Observe Precipitation from a Mobile Platform, Soumis à *J. Atm. Ocean Tech.*

Testud J., 1988b, communication privée, CRPE-CNET, France

Ulaby F.T., Moore R.K. et Fung A.K., 1981 : Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Tome I, Addison-Wisley publishing Company.

Ulbrich C.W. et D. Atlas, 1978 : The Rain Parameter Diagram: Methods and Applications, *J. Geophys. Res.*, 83 (C3), 1319-1325.

Ulbrich C.W., 1983 : Natural Variation in the Analytical Form of the Raindrop Size Distribution, *J. Clim. Appl. Meteor.*, 22, 1764-1775.

Wallace P.R., 1953 : Interpretation of the fluctuating Echo from Randomly distributed Scatterers, Part II, *Can. J. phys.*, 31, 995-1009.

Wallace J.M., 1975 : Diurnal variations in precipitation and thunderstorm frequency over the conterminous United States, *Mon. Wea. Rev.*, 103, 406-419.

Walker G.B., Ray P.S., Zrníc D. et Doviak R., 1980 : Time, Angle and Range Averaging of Radar Echoes from Distributed Targets, *J. Appl. Meteor.*, 19, 315-322.

Wexler R. and Atlas D., 1963 : Radio reflectivity and attenuation of rain, *J. Appl. Meteor.*, 2, 276-280.

Wilheit T.T., Chang A.T.C., Rao M.S.V., Rogers E.B. and Theon J.S., 1977 : A satellite technique for quantitatively mapping rainfall over the ocean, *J. Appl. Meteor.*, 16, 551-560.

Wilheit T.T. et al, 1982 : Microwave radiometric observations near 19.35, 92 and 183 GHz of precipitation in tropical storm core, *J. Appl. Meteor.*, 21, 1137-1145.

Wilheit T.T., 1986 : Some Comments on Passive Microwave Measurement of Rain, *Bull. Am. Meteor. Soc.*, 67 (10), 1226-1232.

Zrníc D.S., 1975 : Moments of Estimated Input Power for Finite Sample Averages of Radar Receiver Outputs, *IEEE Trans. AES*, AES-11 (1), 109-113.

