

UNIVERSITE D'ANTANANARIVO

ECOLE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT TELECOMMUNICATIONS

Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur

Spécialité : TELECOMMUNICATIONS
Option : RADIOPHYSIQUE

**L'HYPERFREQUENCE ET LA MICROONDE
DANS L'EVOLUTION DE LA TECHNIQUE DE
RADIOTELÉCOMMUNICATIONS ET LA VIE
HUMAINE**

Présenté par

AMPIHERY Julson Rémi

Soutenue le 25 Février 2005 devant les membres de jury :

Président :

M. ANDRIAMIASY Zidora

Examinateurs :

M. RATSIHOARANA Constant

M. RATSIMBAZAFY Andriamanga

M. RAZAKA RIVONY Jules

Directeur de mémoire :

M. RADONAMANDIMBY Edmond Jean Pierre

REMERCIEMENTS

Ce travail de mémoire de fin d'études n'aurait pu être réalisé sans la Grâce de Dieu ainsi que la contribution des personnes suivantes à qui je tiens à adresser mes vifs remerciements.

Monsieur **RANDRIANOELINA Benjamin**, Professeur et Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo pour m'avoir accueilli dans son Etablissement et pour m'avoir donné l'autorisation de soutenir aujourd'hui ;

Monsieur **ANDRIAMIASY Zidora**, Maître de Conférences au sein du Département Télécommunication à l'ESPA, qui nous fait l'honneur de présider le Jury de ce mémoire. Je tiens à lui adresser toute ma gratitude pour son assistance et son intégrité pendant les trois années d'études passées au sein du Département Télécommunication ;

Monsieur **RADONAMANDIMBY Edmond Jean Pierre**, Assistant d'Enseignement Supérieure et de Recherches au sein du Département Télécommunication et Directeur de ce mémoire, qui n'a cessé de me prodiguer de précieux conseils et de multiples suggestions tout au long de mes travaux de mémoire malgré ses occupations ;

Monsieur **RATSIMBAZAFY Andriamanga**, Maître de Conférences au sein du Département Télécommunication à l'ESPA, Membre du Jury ;

Monsieur **RAZAKARIVONY Jules**, Maître de Conférences au sein du Département Télécommunication à l'ESPA, Membre du Jury ;

Monsieur **RATSIHOARANA Constant**, Assistant d'Enseignement Supérieure et de Recherches au sein du Département Télécommunication à l'ESPA, Membre du Jury.

Je tiens également à remercier tout les Enseignants de l'Ecole Supérieure Polytechnique, qui nous ont formés durant ces cinq années passées.

Je ne voudrais pas oublier mes parents qui m'ont donné le goût des Etudes ; mes frères, mes sœurs, ma famille, mes collègues qui n'ont pas cessé de me soutenir et toute personne qui ont contribuer à l'accomplissement de ce mémoire.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENT.....	i
NOMENCLATURE.....	vii
INTRODUCTION.....	1
<i>NOMENCLATURE.....</i>	<i>viii</i>
<i>LISTE DES ABREVIATIONS.....</i>	<i>viii</i>
<i>Chapitre I : PROPAGATIONS DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES DANS L'ATMOSPHERE.....</i>	<i>2</i>
Généralités [01] [03] [04] [07].....	2
I.1.1. Définition d'une onde électromagnétique.....	2
I.1.2. Caractéristiques de l'onde électromagnétique.....	2
I.1.3. Equations de Maxwell en notation complexe.....	3
I.1.4. Conditions aux limites.....	4
Onde sphérique et onde plane [01] [07].....	4
Equation d'onde ou de propagation [01].....	5
Densité surfacique de puissance [01].....	6
Expression du gain et de l'angle d'ouverture d'une antenne [01].....	6
Affaiblissement de propagation et champ électromagnétique reçu [01].....	7
I.1.5. Affaiblissement de propagation.....	7
I.1.6. Champ électromagnétique reçu.....	7
Modèle de propagation [01].....	8
I.1.7. Diffraction sphérique.....	8
I.1.8. Ellipsoïde de Fresnel.....	8
I.1.9. Réflexion et réfraction.....	9
Influence de l'atmosphère [01].....	11
I.1.10. Courbure des rayons radioélectriques.....	11
I.1.11. Rayon terrestre équivalent.....	11
I.1.12. Les conduits troposphériques.....	13
Conditions d'apparitions des conduits troposphériques	13
Trajectoire des rayons dans un conduit troposphérique.....	14
Propagation par diffraction [01].....	15
I.1.13. Diffraction sur Terre sphérique.....	16
I.1.14. Diffraction sur une arête en lame de couteau.....	16
I.1.15. Cas général.....	17
Effets des réflexions sur la propagation [01].....	17
I.1.16. Réflexion sur le sol.....	17
Incidence sur le champ électromagnétique reçu.....	18
Retard différentiel.....	18
Intégration des franges d'interférence par l'antenne	19
Affaiblissement par le gaz de l'atmosphère [01].....	19
I.1.17. Liaisons Terrestres	19
I.1.18. Liaisons Terre-Espace.....	20
Atténuation et transpolarisation par les hydrométéores [01].....	20
I.1.19. Atténuation par la pluie.....	20
Trajet Terrestre	20
Trajet Terre - Espace.....	21

Affaiblissement dû au gaz, aux nuages et au brouillard.....	22
<u>I.1.20. Transpolarisation par les hydrométéores.</u>	<u>22</u>
Polarisation d'une onde électromagnétique	22
Transpolarisation	23
Influence de l'ionosphère [01].....	24
<u>I.1.21. Scintillation.....</u>	<u>24</u>
<u>I.1.22. Effet Faraday.....</u>	<u>24</u>
<u>I.1.23. Retard de propagation.....</u>	<u>25</u>
Bruits [01].....	25
<u>I.1.24. Bruit thermique.....</u>	<u>25</u>
<u>I.1.25. Sources de bruits externes.....</u>	<u>25</u>
Conclusion.....	26
 <i>Chapitre II : PROPAGATION DANS UN GUIDE D'ONDE</i>	 27
Historique [02].....	27
Définition de guide d'ondes [02].....	27
Les différents types de guide d'onde [02].....	28
Choix du système de coordonnées [02].....	28
Les différents modes de propagations [02].....	29
Le guide d'onde rectangulaire [02].....	30
<u>II.1.1. Potentiel transverse des modes TM.....</u>	<u>32</u>
<u>II.1.2. Champs transverses des modes TM.....</u>	<u>32</u>
<u>II.1.3. Potentiel transverse des modes TE.....</u>	<u>32</u>
<u>II.1.4. Champs transverses des modes TE.....</u>	<u>33</u>
Le guide d'onde circulaire [02].....	34
<u>II.1.5. Potentiel transverse des modes TM.....</u>	<u>35</u>
<u>II.1.6. Champs transverse des modes TM.....</u>	<u>35</u>
<u>II.1.7. Potentiel transverse des modes TE.....</u>	<u>35</u>
<u>II.1.8. Champs transverse des modes TE.....</u>	<u>36</u>
Autre formes de guides d'ondes creux. [02].....	37
Conclusion.....	37
 <i>Chapitre III : NOTIONS FONDAMENTALES SUR L'HYPERFREQUENCE ET LES MICROONDES.....</i>	 38
Historiques [02] [06] [08].....	38
La première transmission radio était réalisée en 1896 par Marconi : invention de la télégraphie sans fil. L'évolution de cette technique baptisée radicommunication a permis, quelques années plus tard, une liaison à longue distance (Angleterre – Terre-Neuve en 1901).	38
En 1927, la première liaison téléphonique transatlantique par onde a vu le jour, mais la spectre utilisée était toujours dans le domaine de la basse fréquence (onde courte). A cette époque là (1920 à 1930), les expériences pratiques visant à utiliser l'hyperfréquences en télécommunications étaient en cours. Elles sont généralement liées aux travaux de George Southworth aux Bell Telephone Laboratories. C'étaient des expériences basées sur l'étude des propriétés directives des hyperfréquences, découvert par Oliver Lodge en 1894. Il fit usage de tuyaux d'eau en cuivre pour étudier les propriétés de la propagation guidée.	38
Principales définitions [02] [04].....	38
<u>III.1.1. Hyperfréquences</u>	<u>38</u>
<u>III.1.2. Synonyme : microondes.....</u>	<u>39</u>
<u>III.1.3. Nomenclature: décades UHF, SHF et EHF [01].....</u>	<u>39</u>
<u>III.1.4. Ordre de grandeurs</u>	<u>40</u>

<u>III.1.5. Energie d'un photon aux hyperfréquences</u>	41
Propriétés des hyperfréquences et microondes [02] [04] [05].....	41
<u>III.1.6. Largeur de bande passante</u>	41
<u>III.1.7. Transparence de l'ionosphère</u>	41
<u>III.1.8. Transparence partielle de l'atmosphère</u>	42
<u>III.1.9. Bruits électromagnétiques</u>	42
<u>III.1.10. Directivités des antennes</u>	42
<u>III.1.11. Réflexion sur des obstacles</u>	42
<u>III.1.12. Interaction avec la matière</u>	43
<u>III.1.13. Rayonnement non ionisant</u>	43
<u>III.1.14. Fréquences stables d'oscillations</u>	43
Les équipements hyperfréquences [02] [04] [03] [07] [14].....	43
<u>III.1.15. Générateur et amplificateur</u>	43
<i>Le magnétron</i>	44
<i>Tube à Ondes Progressives : TOP</i>	44
<i>Le klystron</i>	44
<u>III.1.16. L'antennes utilisées en hyperfréquence</u>	46
<i>Antennes à réflecteur parabolique</i>	46
<i>Antenne multi bandes</i>	47
Conclusion	49
<i>Chapitre IV : FAISCEAU HERTZIEN</i>	49
Idée directrice et rappels historiques [02] [08] [13].....	49
Principe et structure [08] [13].....	50
<u>IV.1.1. Principe du faisceau hertzien</u>	50
<u>IV.1.2. Structure du système</u>	50
Les types de liaison [08] [13].....	50
<u>IV.1.3. Liaison transhorizon</u>	51
<u>IV.1.4. Liaison en visibilité directe</u>	51
Relais hertzien [08] [13].....	52
<u>IV.1.5. Rôle du répéteur Hertzien</u>	52
<u>IV.1.6. Différents types de répéteurs</u>	52
<i>Répéteur à rémodulation</i>	52
<i>Répéteur hétérodyne</i>	53
<i>Répéteur à amplification directe</i>	54
<u>IV.1.7. Différents types de terminaux</u>	54
Utilisation de miroirs passifs. [08] [13].....	54
Choix des fréquences porteuses [08] [13].....	55
Règles d'utilisation du spectre attribué aux faisceaux Hertziens [08].....	56
Dégagement du trajet [01] [13].....	57
Evanouissement et bruit multiplicatif [08] [13].....	58
Antennes utilisées en Faisceau Hertzien [03] [07] [08].....	58
Guides d'ondes de liaison entre équipements et antennes [02] [07].....	59
Faisceaux hertziens numériques [07].....	59
<u>IV.1.8. Objectif et planification</u>	59
<u>IV.1.9. Type de modulation utilisée en FHN</u>	60
<u>IV.1.10. Largeur de bande nécessaire</u>	60
Faisceaux hertziens analogiques [07].....	60
<u>IV.1.11. Hypsogramme d'un bond</u>	60
<u>IV.1.12. Techniques mises en jeu dans les faisceaux hertziens analogiques</u>	61

<i>Choix d'un type de modulation</i>	61
<i>Amplificateur.....</i>	62
<i>Changement de fréquence.....</i>	62
<i>Filtrage et branchements de plusieurs canaux hertziens sur des antennes communes.....</i>	62
Conclusion.....	63
 <i>Chapitre V : LIAISONS PAR SATELLITE.....</i> 64	
Développement des communications par satellite [02] [06] [07] [12].....	64
Choix de l'orbite [06].....	64
<u>V.1.1. Orbite polaire circulaire.....</u>	64
<u>V.1.2. Orbite elliptique inclinée.....</u>	64
<u>V.1.3. Orbite circulaire équatoriale (géostationnaire).....</u>	65
Evaluation des satellites géostationnaires [06].....	65
Domaine de fréquences [06] [09].....	66
Structure d'une liaison [06] [09] [13].....	67
Comparaison avec une un faisceau hertzien Terrestre [06] [09] [13].....	68
Planification d'une liaison [06] [09].....	68
<u>V.1.4. Température de bruit du récepteur.....</u>	68
<u>V.1.5. Dimensionnement d'une liaison analogique.....</u>	69
<u>V.1.6. Hypsogramme d'une liaison.....</u>	69
Equipements à bord du satellite [06] [09] [10] [11] [13].....	70
<u>V.1.7. Antennes.....</u>	71
<u>V.1.8. Répéteurs.....</u>	71
<u>V.1.9. Télécommande, télémétrie.....</u>	72
<u>V.1.10. Alimentation.....</u>	72
Fiabilité du satellite [07].....	72
Les stations terriennes [07] [10][11].....	73
<u>V.1.11. Antennes</u>	74
<u>V.1.12. Choix de l'emplacement.....</u>	74
<u>V.1.13. Types d'accès au satellite : AMRF et AMRT</u>	74
Les différents types de services et de systèmes [06] [09] [10] [11] [13].....	75
<u>V.1.14. Le service fixe par satellite.....</u>	76
<i>Systèmes intercontinentaux.....</i>	<i>76</i>
<i>Systèmes régionaux et nationaux</i>	<i>76</i>
<u>V.1.15. Les services mobiles par satellites.....</u>	76
<u>V.1.16. Le service de radiodiffusion par satellite.....</u>	77
Conclusion.....	77
 <i>Chapitre VI : RADIOLOCALISATION ET CHAUFFAGE</i> 78	
Le RADAR (RADAR Detection And Ranging)	78
<u>VI.1.1. Apparition du RADAR [02] [12].....</u>	78
<u>VI.1.2. Principe de fonctionnement [02][12].....</u>	78
<u>VI.1.3. Equation de radar [02][12].....</u>	78
<u>VI.1.4. Analyse du signal.....</u>	79
<u>VI.1.5. Surface réfléchissante effective σ.....</u>	80
<u>VI.1.6. Quelques types de radars.....</u>	80
<i>Radar à impulsion.....</i>	<i>80</i>
<i>Condition pratique de mesure.....</i>	<i>81</i>
<i>Application : radar de surveillance.....</i>	<i>81</i>
<i>Radar à glissement de fréquence, radar shirp.....</i>	<i>82</i>
<i>Radar Doppler : mesure de vitesse.....</i>	<i>82</i>

Chauffage à microondes.....	84
VI.1.7. Four microonde [02] [15].....	84
<i>Principe de fonctionnement.....</i>	<i>84</i>
<i>Caractéristique de chauffage à microondes.....</i>	<i>85</i>
<i>Mécanisme de la conversion thermique des microondes.....</i>	<i>85</i>
<i>Avantages.....</i>	<i>85</i>
<i>Désavantages.....</i>	<i>86</i>
VI.1.8. Applications médicales : diathermie [02]	87
VI.1.9. Effets biologiques [02].....	88
<i>Effets thermiques.....</i>	<i>88</i>
<i>Effets non thermiques.....</i>	<i>89</i>
<i>Porteurs de stimulateurs cardiaques.....</i>	<i>89</i>
VI.1.10. Conclusion.....	89

Chapitre VII : CALCUL DES PARAMETRES DE POINTAGE D'ANTENNE POUR LIAISON HYPERFREQUENCE **90**

Introduction.....	90
Objectifs et définitions [10].....	90
Principes [10].....	90
Expression de l'azimut et de l'élévation de l'antenne d'une station terrienne.....	91
Calcul d'angle d'élévation et d'azimut d'une antenne de faisceau hertzien.....	92
Présentation de MATLAB [16]	94

MATLAB qui signifie MATrix LABoratory est un logiciel de programmation et de calcul basé sur l'utilisation des matrices. C'est un logiciel développé en langage C par la Société Mathworks. Si le MATLAB était initialement conçu pour faire des simples calculs matriciels, actuellement il recouvre d'autres domaines d'applications comme la visualisation graphique ; résolution d'équations aux dérivées partielles ; traitement du signal ; logique floue ; réseaux de neurones etc.....**94**

Le système Matlab se divise en deux parties :.....	94
Le noyau Matlab.....	94
Une collection de toolboxes.....	94

Le noyau Matlab comprend l'environnement de travail offrant plusieurs facilités pour la manipulation des données ; le système graphique ; le langage de programmation ; une librairie des fonctions mathématiques et le système d'interfaçage facilitant l'exécution de programmes C ou Fortran sous Matlab.....**94**

Une collection de toolboxes (boîte à outils) regroupe un ensemble de fonctions spécifiques à un thème.....**94**

Les fonctions utilisées pour notre programme sont:.....**94**

sin : fonction sinus.....	94
asin : fonction inverse de sinus.....	94
cos : fonction cosinus.....	94
acos : fonction inverse de cosinus.....	94
tan : fonction tangente.....	94
atan : fonction inverse de tangente.....	94
sqrt : fonction qui calcul la racine carré de son argument	94
abs : valeur absolue d'un nombre.....	94
fix : récupère la partie entière d'un nombre.....	94
Organigramme du programme.....	94
Présentation de l'interface.....	96

Exemples et résultats	99
On va faire quelques exemples et on va utiliser des tableaux pour afficher les données et les résultats correspondants.....	99
VII.1.1. Exemple 1 : Calcul des paramètres de pointage d'antenne utilisée en communication par satellite	99
Satellites.....	99
Stations Terriennes.....	99
Résultats.....	99
Observations.....	99
Longitude.....	99
Faisceau.....	99
Longitude.....	99
Latitude.....	99
Azimut.....	99
Elévation.....	99
$10^{\circ} 45'0$	99
$12^{\circ} 17'$	99
$60^{\circ} 16'E$	99
$40^{\circ} 10'N$	99
-.....	99
-.....	99
En dehors de la zone de couverture.....	99
$23^{\circ} 15'E$	99
Normal.....	99
$30^{\circ} 40'E$	99
$10^{\circ} 20'S$	99
$324^{\circ} 18'$	99
$75^{\circ} 02'$	99
Station dans la zone de couverture.....	99
$20^{\circ} 00'0$	99
Normal.....	99
$50^{\circ} 00'E$	99
$30^{\circ} 00'S$	99
$294^{\circ} 17'$	99
$3^{\circ} 20'$	99
Elévation inférieure à la limite admissible.....	99
$30^{\circ} 10'E$	99
Normal.....	99
$50^{\circ} 00'0$	99
$30^{\circ} 00'N$	99
-.....	99
-.....	99
En dehors de la zone de couverture.....	99
$00^{\circ} 00'$	99
$15^{\circ} 12'$	99
$20^{\circ} 00'E$	99
$00\ 00$	99
$270^{\circ} 00$	99
$66^{\circ} 33$	99
Dans la zone de couverture.....	99
Rémarque : Si on introduit des valeurs non exacts (ex : latitude > 90 ou longitude > 180), un message d'erreur est apparu.....	99
VII.1.2. Exemple 2 : Calcul des paramètres de pointage d'antenne utilisée en faisceaux hertziens.....	100
Conclusion.....	100

NOMENCLATURE

LISTE DES ABREVIATIONS

AMRF	: Accès Multiple à Répartition Fréquentielle
AMRT	: Accès Multiple à Répartition Temporelle
c.e.p	: conducteur électrique parfait
c.m.p	: conducteur magnétique parfait
CAG	: Commande Automatique de Gain
CCIR	: Comité Consultatif International de Radiocommunications
DPSK	: Differential Phase Shift Keying
DMUX	: Démultiplexeur
EHF	: Extra Haute Fréquence
FH	: Faisceau Hertzien
FHN	: Faisceau Hertzien Numérique
FI	: Fréquence Intermédiaire
FM	: Frequency Modulation
FSK	: Frequency Shift Keying
INMARSAT	: International Maritime Satellite Organisation
INTELSAT	: International Télécommunications Satellite Organisation
MARISAT	: Maritime Satellite

MSK	: Minimum Shift Keying
MUX	: Multiplexeur
PIRE	: Puissance Isotrope Rayonné Effective
PM	: Phase Modulation
PSK	: Phase Shift Keying
RADAR	: RAdio Detection And Ranging
SHF	: Supra Hight frequency
SSB	: Single Side
TE	: Transverse Electrique
TEM	: Transverse Electro-Magnétique
TM	: Transverse Magnétique
TOP	: Tube à Onde Progressive
UHF	: Ultra Haute Fréquence

SYMBOLES ET NOTATIONS

- $\overset{\circ}{D}$: débit binaire
- β : déphasage linéique
- λ : longueur d'onde
- ϵ : perméabilité électrique (constante diélectrique)
- μ : perméabilité magnétique
- η : rendement global d'une antenne
- τ : retard différentiel entre l'onde réfléchie et onde directe
- ω : vitesse angulaire
- ϵ_0 : perméabilité électrique absolue
- μ_0 : perméabilité magnétique absolue
- ψ_A : angle d'azimut
- ψ_E : angle d'élévation
- ϵ_r : perméabilité électrique relative
- μ_r : perméabilité magnétique relative
- A_e : aire effective
- B : induction magnétique
- c : célérité de la lumière

D_F : densité surfacique de puissance

E : champ électrique

f_c : fréquence de coupure

f_p : fréquence porteuse

f_{pd} : fréquence porteuse descendant

f_{pm} : fréquence porteuse montante

H : champ magnétique

J : densité de courant

k : constante de BOLTZMAN

n : indice de réfraction

P_e : puissance d'émission

P_r : puissance de réception

R_t : rayon de la Terre

INTRODUCTION

L'invention de la téléphonie filaire par Graham Bell en 1876 marque la naissance de la télécommunication. Actuellement, on parle de la téléphonie mobile ; de système de surveillance des trafics maritimes ; de la propagation dirigée ou liaison par faisceau, etc. Tous ceux-ci ne seraient pas possibles sans recours aux techniques de *radiotélécommunication* : une partie de la télécommunication qui utilise l'onde radio (onde électromagnétique) comme support.

Le passage d'une liaison filaire à une liaison par faisceau ci-citée est une longue démarche constituée par plusieurs étapes que l'on peut subdiviser en deux phases :

- D'abord, de l'utilisation des fils ou des câbles à l'utilisation des ondes radio qui est réalisée pour la première fois en 1896 par Marconi suite à ses expériences.
- Puis, le passage de la basse fréquence en haute fréquence (*hyperfréquence*) qui est caractérisé par des choix raisonnés, vu les comportements très diversifiés des ondes électromagnétiques selon le domaine de spectre utilisé.

Toutes recherches effectuées dans cette deuxième phase ont orienté le choix vers le domaine des hyperfréquences. Certes, ce domaine est un domaine privilégié pour la radiotélécommunication, et aussi pour d'autres applications.

Les hyperfréquences sont surtout utilisées dans trois types d'applications qui sont :

- les liaisons dirigées (Télécommunication);
- la détection et la mesure (Radiolocalisation);
- et le chauffage.

L'objectif de ce mémoire est de souligner la contribution de l'hyperfréquence dans l'évolution de la technique de radiotélécommunication ; d'exposer l'utilité courante de l'hyperfréquence et ses effets néfastes.

La première partie, composée par les deux premiers chapitres, est consacrée à l'étude de propagations des ondes électromagnétiques.

Le premier chapitre de la deuxième partie décrit brièvement les propriétés caractéristiques des hyperfréquences, et les quatre autres développent quelques unes des leurs applications.

La troisième partie, qui est une partie pratique ou simulation, propose une solution de certains problèmes afférents à l'installation des antennes utilisées en hyperfréquences.

Chapitre I : PROPAGATIONS DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES DANS L'ATMOSPHERE

Généralités [01] [03] [04] [07]

I.1.1. Définition d'une onde électromagnétique

La présence d'un champs électrique et d'un champ magnétique perpendiculaire l'un à l'autre, et variant dans le temps, produit une *onde électromagnétique* se déplaçant à la vitesse v dans une direction perpendiculaire à celle des lignes de champ électrique et magnétiques.

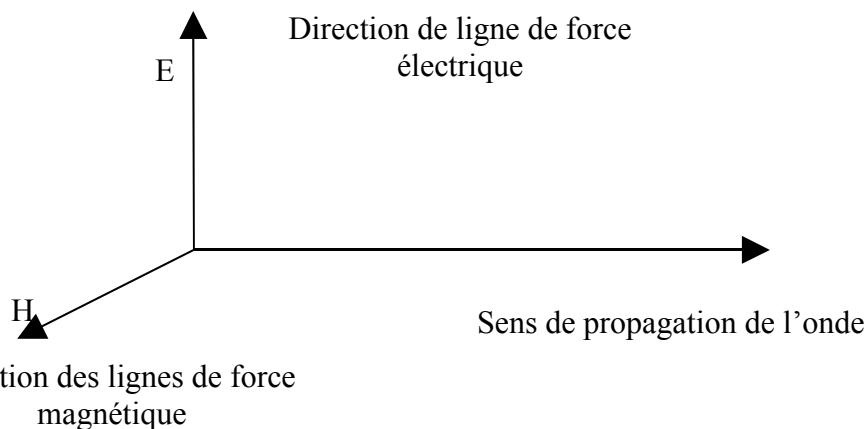


Figure I.1. Les directions relatives des lignes de force magnétique et électrique et du sens de propagation de l'onde qui en résulte

I.1.2. Caractéristiques de l'onde électromagnétique

L'onde électromagnétique peut se propager dans n'importe quel milieu (air, liquide, solide). Elle est caractérisée par sa longueur d'onde définie par une vitesse de propagation qui dépend elle-même de la permittivité (ou constante diélectrique) ϵ et de la perméabilité magnétique μ du milieu traversé.

Dans le vide, dont la constante diélectrique et la perméabilité magnétique absolue sont ϵ_0 et μ_0 , la vitesse de propagation a pour valeur :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 299.792.458 \text{ ms}^{-1} \approx 3.10^8 \text{ ms}^{-1} \quad (1.1)$$

Avec : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 \cdot c^2} = 8,8542 \cdot 10^{-12} F \cdot m^{-1}$$

Dans un milieu de permittivité absolue ϵ et relative ϵ_r par rapport au vide et de perméabilité magnétique absolue μ et relative μ_r , cette vitesse de propagation est exprimée par la relation :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (1.2)$$

$$\text{Avec : } \mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad \text{et} \quad \epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$$

c : vitesse de propagation dans le vide.

La longueur d'onde λ est définie en fonction de la vitesse de propagation par la relation :

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad \text{m} \quad (1.3)$$

La propagation des ondes électromagnétiques est accompagnée toujours d'une atténuation représentée par un coefficient multiplicateur variable selon le milieu de propagation.

Les ondes électromagnétiques ne se propagent d'une manière unique dans la nature. Elles présentent des différentes variantes appelées modes des propagations selon la géométrie et les structures du milieu qui peut être un milieu gazeux, liquide, solide, le vide ou la succession de ces éléments. Chaque mode de propagation est caractérisé par une équation d'onde, solution des équations classiques appelées équations des Maxwell et conditions aux limites, dans un repère approprié aux milieux considérés.

1.1.3. Equations de Maxwell en notation complexe

Les équations de Maxwell relatives aux vecteurs champs complexes dans un milieu linéaire, homogène, isotrope avec perte sont données par :

$$\nabla \wedge \bar{E} = -j\omega \bar{B} = j\omega \bar{\mu} \bar{H} \quad \text{V/m}^2 \quad (1.4)$$

$$\nabla \wedge \bar{H} = \bar{J} + j\omega \bar{D} = (\sigma + j\omega \bar{\epsilon}) \bar{E} \quad \text{A/m}^2 \quad (1.5)$$

$$\nabla \cdot \bar{E} = \bar{\rho} / \bar{\epsilon} \quad \text{V/m}^2 \quad (1.6)$$

$$\nabla \cdot \bar{H} = 0 \quad \text{A/m}^2 \quad (1.7)$$

Avec \bar{E} : vecteur champ électrique (V/m)

\bar{H} : vecteur champ magnétique (A/m)

\bar{B} : vecteur induction magnétique (T)

- \bar{D} : vecteur déplacement (As/m²)
 \bar{J} : densité de courant (A/m²)
 $\bar{\rho}$: densité de charge (As/m³)
 σ : conductivité (S/m)
 $\bar{\epsilon} = \epsilon_0 \bar{\epsilon}_r$ permittivité complexe (As/Vm)
 $\bar{\mu} = \mu_0 \bar{\mu}$ perméabilité complexe (Vs/Am)

I.1.4. Conditions aux limites

Sur la surface qui sépare deux milieux de propriétés différents, dont aucun n'est un conducteur électrique parfait, les composantes tangentielles des champs électrique et magnétique sont continues, ce qui est exprimé par :

$$n \Lambda (\bar{E}_1 - \bar{E}_2) = 0 \quad \text{V/m} \quad (1.8)$$

$$n \Lambda (\bar{H}_1 - \bar{H}_2) = 0 \quad \text{A/m} \quad (1.9)$$

où n est le vecteur unitaire normale à la surface de séparation dirigé de milieu 2 vers le milieu 1.

Au bord d'un conducteur électrique parfait (c.e.p, $\sigma = \infty$), le vecteur champ électrique doit remplir la condition :

$$n \Lambda \bar{E} = 0 \quad \text{V/m} \quad (1.10)$$

Au bord d'un conducteur magnétique parfait sans courant de surface (c.m.p, $\mu = \infty$) le vecteur champ magnétique doit remplir la condition :

$$n \Lambda \bar{H} = 0 \quad \text{A/m} \quad (1.11)$$

Les conditions portant sur les composantes normales donnent pour le champ électrique :

$$n \cdot (\epsilon_{r1} \bar{E}_1 - \epsilon_{r2} \bar{E}_2) = \bar{\rho}_s / \epsilon_0 \quad \text{V/m} \quad (1.12)$$

On trouve similairement pour le champ magnétique :

$$n \cdot (\bar{\mu}_{r1} \bar{H}_1 - \bar{\mu}_{r2} \bar{H}_2) = 0 \quad \text{A/m} \quad (1.13)$$

Onde sphérique et onde plane [01] [07]

Considérons une source ponctuelle S qui émet un rayonnement uniforme dans toutes les directions avec une vitesse de propagation v définie au paragraphe (I.1.2). A un certain temps t , l'ondes atteignent une surface sphérique de centre S et de rayon r ($r = v \cdot t$). Cette sphère est appelée front d'onde. Tous les points de cette sphère ont les mêmes valeurs, en module, de champs électrique et magnétique.

Pour une valeur suffisamment grande de r , si on considère un plan P normal à la sphère au point M , tous les points du sphère au voisinage de M sont approximativement des points de ce plan : dans ce cas l'onde est appelée onde plane.

Equation d'onde ou de propagation [01]

Nous nous intéresserons ici à la propagation des ondes rayonnées du type périodique. Considérons donc une onde plane, telle que représentée à la *figure 1.2*, qui se propage dans la direction x d'un repère orthonormé (x, y, z) en transportant le champ électrique E , polarisé dans la direction y , et le champ magnétique matérialisé par l'induction B dans la direction z .

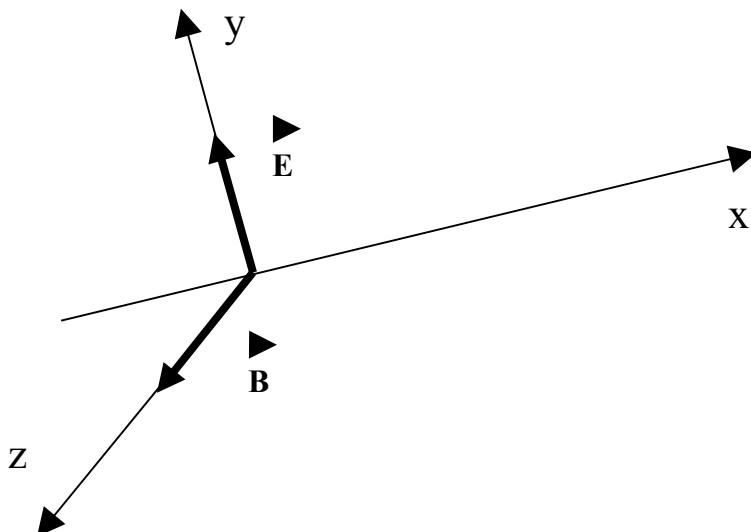


Figure I.2. Onde électromagnétique plane

Les propriétés d'une telle onde peuvent être déduites des équations de Maxwell (1.4) et (1.5) qui relient les champ électrique E , l'induction magnétique B et la densité de courant J .

Une solution simple est une onde variant sinusoïdalement au cours du temps dont les amplitudes du champ électrique et de l'induction magnétique sont données par les relations :

$$E = E_{MAX} \cdot \cos(\beta x - \omega t) \quad (1.14)$$

$$B = B_{MAX} \cdot \cos(\beta x - \omega t) \quad (1.15)$$

avec : $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ déphasage linéique

$$\omega = 2\pi \cdot f = \frac{2\pi}{T} \quad \text{la pulsation ou vitesse angulaire(rad/s)}$$

$$\lambda = \frac{v}{f} = vT \quad \text{la longueur d'onde (m)}$$

où v ; f et T sont respectivement la vitesse de propagation (en m/s) ; la fréquence (en Hz) et la période (en s).

L'expression générale d'une onde plane électromagnétique périodique sinusoïdale, se propageant dans la direction x , peut donc s'écrire sous la forme complexe :

$$E = E_{MAX} \cdot e^{-\alpha x} \cdot e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (1.16)$$

où α est la constante d'atténuation dans le milieu ($\alpha = 0$ dans le vide).

Densité surfacique de puissance [01]

La quantité d'énergie E qui traverse par unité de temps une surface S sur une sphère à une distance d s'appelle flux et le rapport de cette grandeur avec la surface constitue la densité de flux.

Un émetteur de puissance P_E , alimentant une antenne isotrope, par exemple engendrera à la surface de la sphère de rayon r , une densité D_F égale à :

$$D_F = \frac{P_E}{4\pi \cdot r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (I.17)$$

Cette densité de puissance, créée à une distance suffisamment grande pour que l'onde sphérique puisse être considérée comme plane, peut aussi s'exprimer à l'aide du module du vecteur de Poynting \vec{S} .

$$\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (I.18)$$

$$\text{tel que } S = \frac{E^2}{Z_0}$$

L'impédance du vide est :

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \quad (I.19)$$

Expression du gain et de l'angle d'ouverture d'une antenne [01]

Les gains isotropiques maximal des antennes à ouverture circulaire, exprimé en dBi, peut être calculé à l'aide de la relation suivante :

$$G_{MAX} = \eta \cdot \left[\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right]^2 \quad (I.20)$$

- où : η est le rendement global de l'antenne en général compris entre 0,5 et 0,7
 D le diamètre (m)
 λ la longueur d'onde (m)

L'ouverture totale à mi-puissance (3dB) de l'antenne, exprimée en degré, est donnée par la formule approchée :

$$\alpha \approx 69,3 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (I.21)$$

- où : D le diamètre de l'antenne (m)
 λ la longueur d'onde (m)

La relation:

$$G(\phi) = G_{\text{Max}} - 12 \left(\frac{\phi}{\alpha_T} \right)^2 \quad (I.22)$$

où ϕ et α_T sont en degré est valable pour le premier lobe de rayonnement.

Affaiblissement de propagation et champ électromagnétique reçu [01]

I.1.5. Affaiblissement de propagation

Entre deux antennes émettrice et réceptrice, de gain respectif G_e, G_r , la relation d'affaiblissement de propagation est de la forme :

$$\frac{P_r}{P_e} = G_r G_e \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (I.23)$$

- avec : d distance entre les deux antennes
 P_r puissance reçue
 P_e puissance émise

en décibel, cet affaiblissement s'exprime par A_{el} entre deux antennes isotropes

$$A_{el} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (I.24)$$

I.1.6. Champ électromagnétique reçu

Soit la Puissance Isotropique Equivalente Rayonnée (PIRE) définie par le produit de la puissance émise par le gain de l'antenne. La puissance reçue peut être traduite par la relation suivante

$$P_r = \text{PIRE} G_r \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (I.25)$$

$$PIRE = P_E G_e \quad \text{dBW} \quad (I.26)$$

Modèle de propagation [01]

I.1.7. Diffraction sphérique

Selon la théorie ondulatoire, les ondes électromagnétiques se propagent de proche en proche grâce à la phénomène de la diffraction sphérique qui consiste à considérer que chaque point d'un front d'onde ré émet à son tour dans toutes les directions. Augustin FRESNEL a démonté que le rayonnement vers l'arrière de l'ensemble de ces sources ponctuelles s'annihilait et que leur contribution vers l'avant dépendait de leur position respective sur le front d'onde.

I.1.8. Ellipsoïde de Fresnel

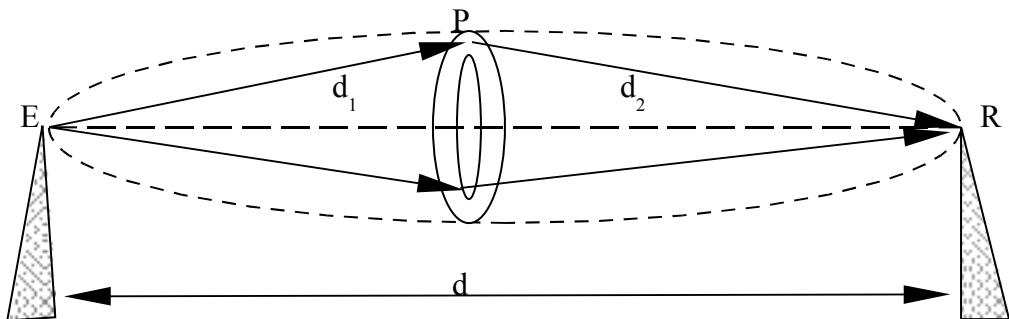


Figure I.3. Ellipsoïde de Fresnel

On voit que tous les points d'un même cercle centré sur l'axe ER apportent la même contribution puisqu'ils se trouvent à la même distance de E et de R et que les ondes qu'ils produisent sont par conséquent en phase.

Soit ΔL la différence de trajet entre l'axe ER, qui constitue le chemin le plus court, tout trajet EPR s'écrit :

$$\Delta L = EP + PR - ER$$

La contribution est positive lorsque la différence du trajet est inférieure à une demi-longueur d'onde et négative dans le cas contraire. L'espace entre la source E et le récepteur R peut donc être divisé en ellipsoïdes concentriques de foyers E et R, appelées ellipsoïdes de Fresnel tels que :

$$\Delta L = n \cdot \frac{\lambda}{2} \quad n \in \mathbb{N} \quad (I.27)$$

Le premier ellipsoïde de Fresnel, obtenu pour $n = 1$, renferme la plus grande partie de l'énergie et délimite l'espace libre. Pour déterminer le rayon de chaque ellipsoïde, nous pouvons écrire :

$$R_{F_n} \approx \sqrt{\frac{d_1 d_2 n \lambda}{d_1 + d_2}} \quad (I.28)$$

avec : d_1, d_2, λ en mètre et $d \approx d_1 + d_2$

I.1.9. Réflexion et réfraction

Une onde électromagnétique subit les lois de la réflexion et de la réfraction au passage d'une surface séparent deux milieux différents ; on considérera que cette surface est grande vis-à-vis de la longueur d'onde de même que son rayon de courbure. La *figure 1.4* représente une onde électromagnétique atteignant la surface de séparation entre deux milieux d'indice de réfraction n_1 et n_2 .

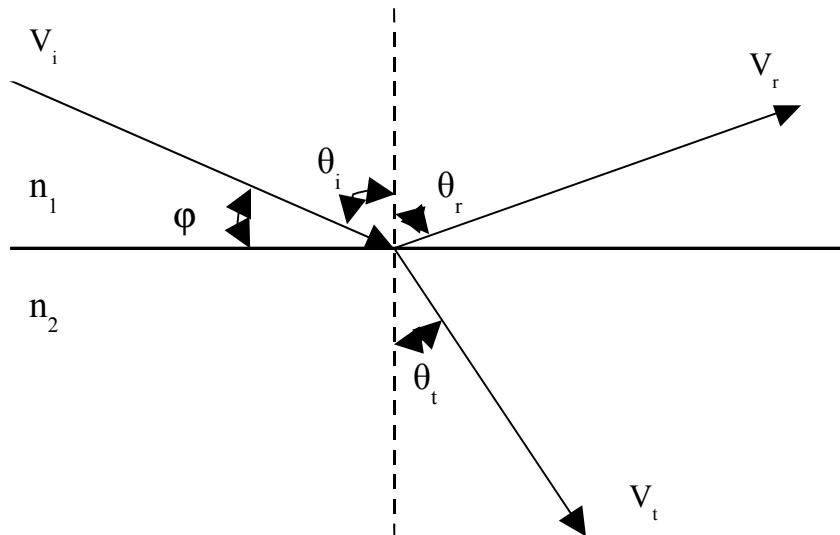


Figure I.4. Réflexion et réfraction d'une onde électromagnétique plane

En appelant V_i , V_r et V_t les vitesses respectives de propagation des rayons incidents, réfléchi et réfracté, nous pouvons écrire :

$$\frac{V_i}{\sin \theta_i} = \frac{V_r}{\sin \theta_r} = \frac{V_t}{\sin \theta_t} \quad (1.29)$$

$$V_i = \frac{c}{n_1}$$

$$V_r = \frac{c}{n_1}$$

$$V_t = \frac{c}{n_2}$$

d'où : $V_i = V_r$ et $\theta_i = \theta_r$

$$n_1 \cdot \sin \theta_i = n_2 \cdot \sin \theta_t$$

Si on considère l'angle d'inclinaison φ , complémentaire à l'angle d'incidence θ_i , les coefficients de réflexion (E_r/E_i) pour la polarisation horizontale (R_H) et la polarisation verticale (R_V) sont données par les relations :

$$R_H = \frac{\sin \varphi - \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \cos^2 \varphi}}{\sin \varphi + \sqrt{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \cos^2 \varphi}}$$

$$R_V = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cdot \sin \varphi - \sqrt{\frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \cos^2 \varphi}{\eta^2}}}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cdot \sin \varphi + \sqrt{\frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 - \cos^2 \varphi}{\eta^2}}} \quad (1.30)$$

η est un rendement global d'un antenne compris entre 0,5 et 0,7.

Dans le cas de deux milieux d'indices de réfraction très peu différent, par exemple deux couches de l'atmosphère séparé par une surface plane à travers laquelle l'indice de réfraction subit une petite discontinuité dn positive ou négative, on peut modifier les relations précédentes en utilisant l'équation :

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \approx 1 + dn \quad (1.31)$$

Le facteur de réflexion a pratiquement la même valeur pour les deux polarisations et il y a réflexion totale lorsque la discontinuité est négative pour tous les angles inférieurs à l'angle limite qui est donné par la relation :

$$\varphi_{\text{limite}} = \sqrt{2|dn|} \quad (1.32)$$

L'amplitude et le déphasage de l'onde réfléchie varient en fonction de la nature du terrain, de la fréquence, de l'angle d'incidence et de la polarisation.

Influence de l'atmosphère [01]

D'une manière générale, l'atmosphère au dessus du sol est rendue homogène par l'action du vent ou au cours de la journée par la convection provoquée par le réchauffement du sol par le soleil. Cependant, dans certaines circonstances, il peut se produire une stratification de l'atmosphère sous la forme des couches de température et d'hygrométrie différentes qui présentent par conséquent des indices de réfractions très différents. Il se forme alors ce que l'on appelle des couches de guidage qui s'étendent sur quelques dizaines à quelques centaines de mètres verticalement et sur plusieurs dizaines à plusieurs centaines de kilomètres horizontalement.

1.1.10. Courbure des rayons radioélectriques

La propagation des ondes électromagnétiques est rectiligne dans un milieu diélectrique dont l'indice reste constant en tout point de l'espace traversé. Il n'en est plus de même lorsque cet indice varie et l'on démontre que la trajectoire des rayons subit une réflexion continue lorsque l'indice varie de façon continue dans le sens vertical. Il en résulte un rayon de courbure r de la trajectoire des rayons que l'on peut exprimer sous la forme :

$$\frac{1}{r} = - \frac{dn}{dh} \quad (1.33)$$

avec n : indice de réfraction

h : altitude (Km)

1.1.11. Rayon terrestre équivalent

Pour obtenir une représentation rectiligne de la trajectoire des rayons au voisinage de la Terre, on modifie le rayon terrestre R_t par un facteur K tel que :

$$\frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_t} = \frac{1}{K \cdot R_t} \quad (1.34)$$

soit : $K = \frac{1}{1 + R_t \cdot \frac{dn}{dh}}$: coefficient de correction

avec : $R_t = 6,38 \cdot 10^3$ Km

et : $\frac{dn}{dh} = \frac{dN}{dh} 10^{-6}$ (avec $N = (n-1) \cdot 10^6$: coïndice de réfraction d'unité N)

on obtient : $K = \frac{157}{157 + \frac{dN}{dh}}$

Le rayon terrestre équivalent a est alors égal à :

$$\alpha = \frac{K \cdot R_t}{157 + \frac{dN}{dh}} = \frac{157 \cdot R_t}{157 + \frac{dN}{dh}} \quad (1.35)$$

La figure ci-dessous représente la trajectoire des rayons par rapport à terre réelle et par rapport à un modèle faisant intervenir un rayon terrestre équivalent.

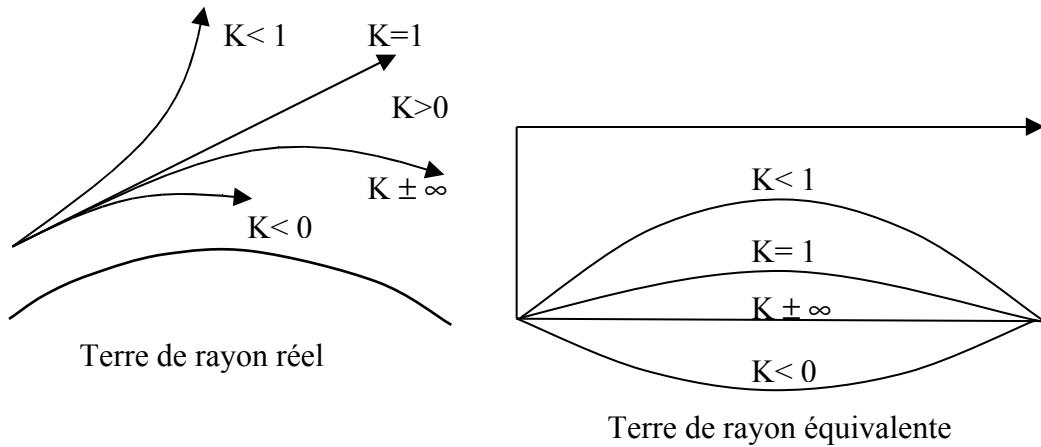


Figure I.5. Trajectoire des rayons et rayon terrestre équivalent en fonction du facteur K

L'atmosphère normal correspond à une atmosphère sphérique dont le gradient vertical (dN/dh) serait constant (à 50% du temps) et égal à -39 N/Km en climat tempéré, ce qui correspond à $K \approx 4/3$. Lorsque dN/dh est supérieur à cette valeur, on dit qu'il s'agit d'infraréfraction et dans le cas contraire de superréfraction

On voit que lorsque K est négatif, ce qui correspond à superréfraction, les rayons sont courbés vers le sol, en conséquence, les rayons issus d'un émetteur atteignent le récepteur soit directement soit directement en s'écartant de la Terre soit après réflexion sur le sol comme le montre la figure 1.6. Par contre, lorsque K est positif et inférieur à 1, ce qui correspond à l'infraréfraction, les rayons sont défléchis vers le haut ; il s'ensuit que ce sont les rayons inférieurs issus de l'émetteur qui atteignent le récepteur en se rapprochant du sol.

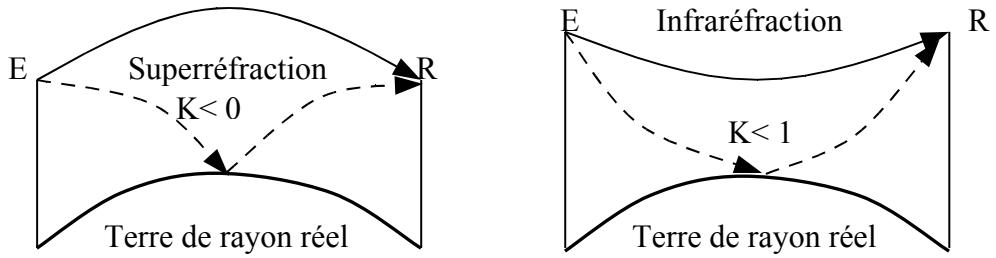


Figure I.6. Position relative des rayons par rapport au sol

On remarque que la cause de l'infraréfraction correspond à une disposition instable des couches de l'atmosphère, contrairement à celle qui est à l'origine de la superréfraction, et par conséquent à un faible pourcentage de temps. La figure ci-dessous régimes le comportement des ondes électromagnétiques qui traversent des couches d'air d'indice différents.

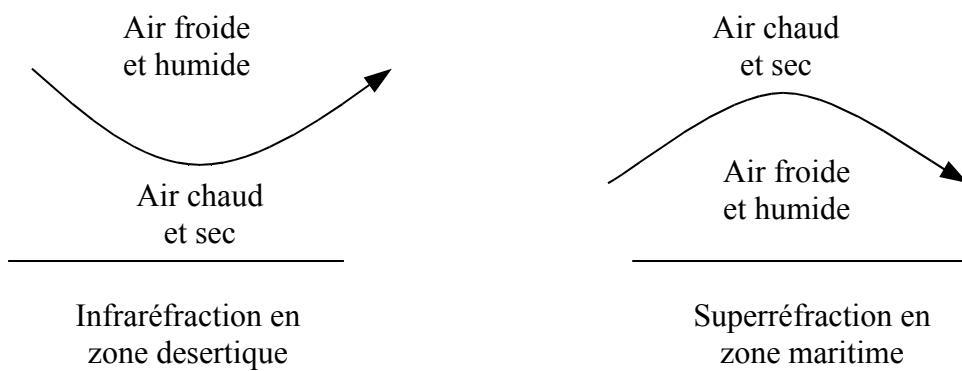


Figure I.7. Exemple types de courbure des rayons radioélectriques

I.1.12. *Les conduits troposphériques*

Conditions d'apparitions des conduits troposphériques

L'atmosphère peut se subdiviser en couches horizontales présentant des indices de réfraction différents et dont le gradient vertical d'indice pouvait prendre des valeurs très négatives.

Les conditions météorologiques qui donnent lieu à de telles formations sont, à titre d'exemple, les suivantes :

- L'évaporation provoquée par le soleil au dessus d'une zone humide ou d'une large étendue d'eau.

- L'advection, c'est-à-dire le mouvement horizontal d'une masse d'air chaud et sec passant au dessus d'une masse d'air froid et humide.
- Le refroidissement du sol par rayonnement en même temps que l'air à son contact alors que les couches supérieures se refroidissent plus lentement.
- La subsidence qui désigne un mouvement vertical descendant, au contraire d'une ascendance, d'une masse d'air qui se refroidit lentement au dessus d'une masse d'air plus froid et plus humide.

Les conduits troposphériques génèrent un affaiblissement profond et lent du niveau du signal pouvant atteindre plusieurs dizaines de dB. Les conduits sont surtout caractérisés par le coïndice modifié M défini par la relation :

$$M(h) = N(h) + 157h \quad (I.36)$$

avec $N = (n-1) \cdot 10^6$: coïndice de réfraction

h : altitude

Trajectoire des rayons dans un conduit troposphérique

La trajectoire des rayons au sein d'un conduit à gradient vertical d'indice négatif est parabolique dont on peut définir les caractéristiques suivantes

- La hauteur de l'arche directe

$$H_{\text{arche}} = - \frac{\left(157 + \frac{dN}{dh} \right)}{8000} \cdot d^2 \quad (\text{m}) \quad (I.37)$$

- L'angle limite

$$\phi_{\text{Limite}} = - \frac{\left(157 + \frac{dN}{dh} \right)}{2000} \cdot d \quad (\text{milliradians}) \quad (I.38)$$

A part le fait que la courbure des rayons soit fonction de la réfractivité de l'atmosphère, ils peuvent également être réfléchis par l'interface entre deux couches d'indices différents ; par le sol ou encore sortir du conduit lorsque la valeur de l'angle limite inférieure à celle de l'angle d'incidence.

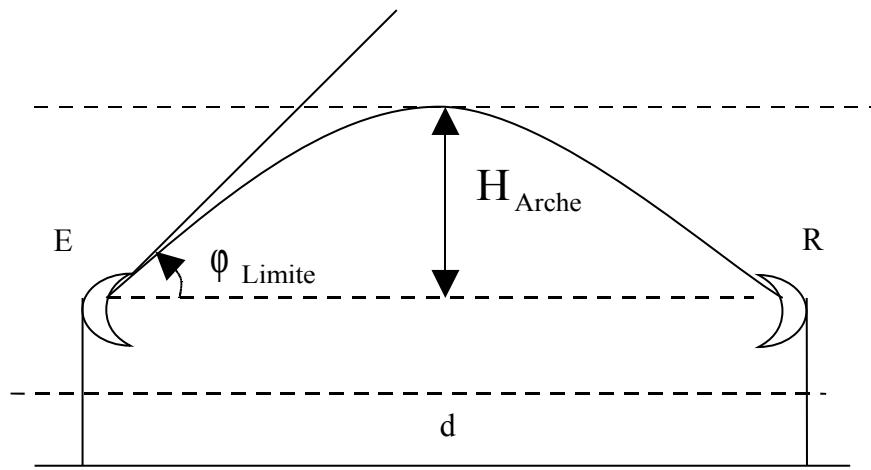


Figure I.8. Hauteur de l'arche directe et angle limite des rayons dans un conduit à gradient vertical d'indice très négatif

Propagation par diffraction [01]

Un obstacle interposant entre l'émetteur et le récepteur entraîne un affaiblissement supplémentaire. Ceci est dû à la diffraction produite par sa surface. Il convient tout d'abord de définir le paramètre de dégagement de la liaison qui est le rapport entre la hauteur h libre joignant les deux extrémités du trajet et le premier rayon du Fresnel R_{F1} .

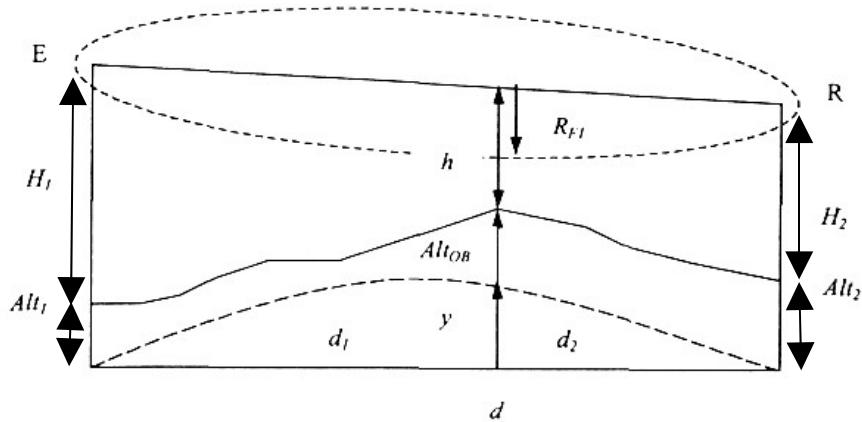


Figure I.9. Dégagement d'une liaison hertzienne

On définit géométriquement la hauteur de dégagement h de la façon suivante :

$$h = Alt_1 + H_1 + [Alt_2 + H_2 - (Alt_1 + H_1)] \cdot \frac{d_1}{d_2} - (y + Alt_{OB}) \quad (I.39)$$

où le premier terme correspond à l'altitude du rayon terrestre au dessus de l'obstacle, puis, à partir de la relation I.28 donnant le rayon du premier ellipsoïde de Fresnel R_{F1} , obtenu pour $n = 1$, on en déduit le critère de dégagement.

I.1.13. Diffraction sur Terre sphérique

L'affaiblissement dû à la diffraction sphérique varie considérablement en fonction du gradient vertical du coïndice de réfraction dN/dh . Cet affaiblissement peut être calculé par la relation I-26 et la formule de h suivante :

$$h = H_1 + (H_2 - H_1) \cdot \frac{d_1}{d} - \frac{d_1 \cdot d_2}{2R} \quad (I.40)$$

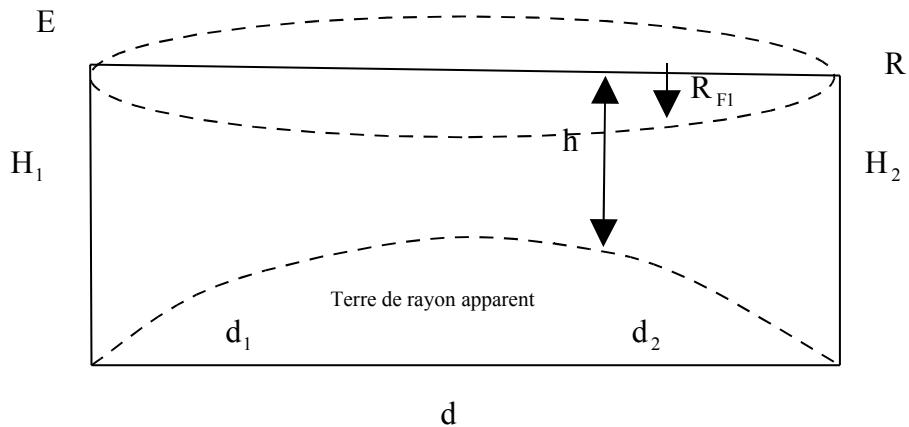


Figure I.10. Détermination graphique de $\left(\frac{h}{R_{F1}} \right)_{\min}$

La valeur minimale de dégagement correspond à la valeur minimale de K .

I.1.14. Diffraction sur une arête en lame de couteau

On suppose que la longueur d'onde est petite par rapport à la taille de l'obstacle, ce qui est en général le cas aux fréquences supérieures à 30MHz

L'affaiblissement d'obstacle apporté par une arête en lame de couteau, selon la Recommandation UIT-R P.526 est donné par la relation :

$$A_{OB} = 6,9 + 20 \cdot \log \left[\sqrt{\left(\frac{h}{R_{F1}} \cdot \sqrt{2} - 0,1 \right)^2 + 1} + \frac{h}{R_{F1}} \cdot \sqrt{2} - 0,1 \right] \quad (I.41)$$

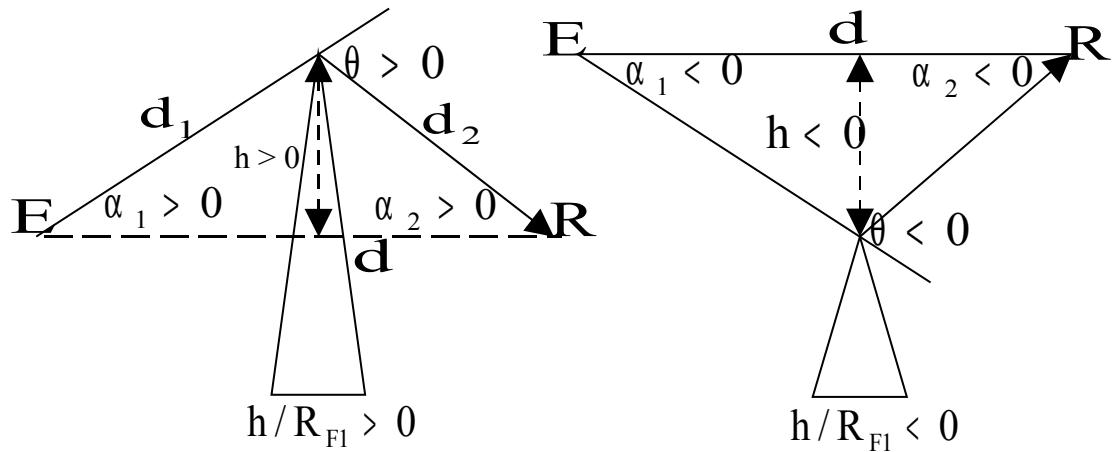


Figure I.11. Diffraction sur une arête en lame de couteau

I.1.15. Cas général

Dans le cas d'un terrain irrégulier on peut employer la formule approchée suivante, exprimée en dB, qui est intermédiaire entre la diffraction sur Terre sphérique régulière et sur une arête en lame de couteau, où h est la hauteur de l'obstacle le plus significatif :

$$A_{OB} = 9 + 20 \cdot \frac{h}{R_{F1}} \quad (I.42)$$

pour $\frac{h}{R_{F1}} > -0,5$

De la même manière, dans le cas de diffraction sur une Terre sphérique, on peut utiliser la formule approchée suivante :

$$A_{OB} = 14 + 28 \cdot \frac{h}{R_{F1}} \quad \text{pour : } \frac{h}{R_{F1}} > 0 \quad (I.43)$$

$$A_{OB} = 14 + 23 \cdot \frac{h}{R_{F1}} \quad \text{pour : } -0,5 < \frac{h}{R_{F1}} < 0 \quad (I.44)$$

Effets des réflexions sur la propagation [01]

I.1.16. Réflexion sur le sol

La liaison entre deux antennes d'émission et de réception dépend entre autres des réflexions sur le sol. Il est nécessaire donc d'effectuer quelques calculs géométriques. Les éléments à considérer sont les hauteurs des antennes H_1 et H_2 , en général très faibles par rapport à la distance qui elle-même est petite devant le rayon terrestre apparent a .

L'angle de réfraction est défini par :

$$\phi \approx \frac{H_1 - y}{d_1} = \frac{H_2 - y}{d_2} \quad (I.45)$$

avec : $y = \frac{d_1 \cdot d_2}{2a}$ où a est le rayon terrestre équivalent

La différence de chemin entre le rayon direct et le rayon réfléchi est :

$$\Delta l \approx \frac{2\phi^2 \cdot d_1 \cdot d_2}{d} \quad (I.46)$$

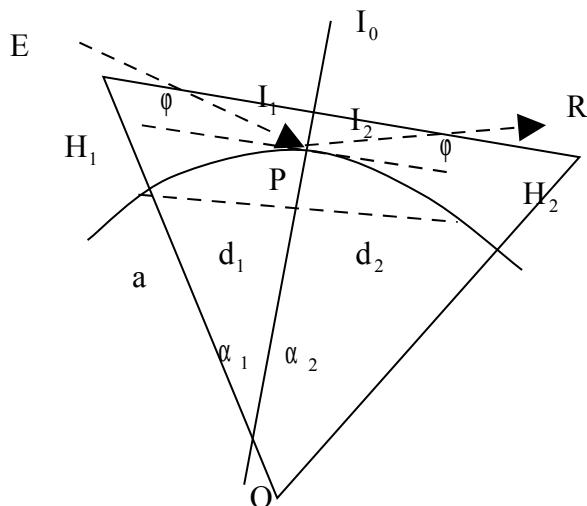


Figure I.12. Réflexion sur le sol

Incidence sur le champ électromagnétique reçu

Le niveau du champ reçu est l'addition vectorielle de l'onde directe \vec{E}_0 et de l'onde réfléchie \vec{E}_R .

Le module de l'onde résultante se définit par la relation suivante :

$$E^2 = E_0^2 + E_R^2 - 2 \cdot E_0 \cdot E_R \cos \theta \quad (I.47)$$

θ étant le déphasage entre \vec{E}_0 et \vec{E}_R et est fonction du rapport entre la différence de chemin Δl des deux ondes et la longueur d'onde λ .

$$\theta = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} \quad \text{rad} \quad (I.48)$$

Retard différentiel

Le retard différentiel exprimé en ns, entre l'onde directe et l'onde réfléchie est donné par la

$$\text{relation : } \tau = \frac{\Delta l}{c} \cdot 10^9 \quad \text{s} \quad (I.49)$$

avec : $c = 3 \cdot 10^8$ vitesse de la lumière (ms^{-1}) ; Δl en m

Intégration des franges d'interférence par l'antenne

Une réflexion sur le sol, ou encore dans les couches de basses fréquences de l'atmosphère au voisinage du sol, a pour effet de faire varier le niveau et la phase du champ reçu.

La différence de chemin entre l'onde directe et l'onde réfléchie produit des franges d'interférence dans le plan vertical de réception. Lorsque l'antenne est de faible dimension vis-à-vis de ces franges, le champ reçu résultant peut être considéré comme équiphase, le signal transmis ne présente qu'une fluctuation d'amplitude et une distorsion qui est dû au retard différentiel.

Dans le cas contraire l'intégration des franges par l'antenne se traduit par un feuillement du lobe principal qui peut entraîner une forte baisse du gain. Il sera alors utile de réduire autant que possible le rayon réfléchi en profitant des masques de profil, en réduisant la hauteur des antennes, ou encore en employant des antennes suffisamment directives dans la zone de réflexion.

Affaiblissement par le gaz de l'atmosphère [01]

L'affaiblissement par les gaz atmosphériques est généralement la conséquence de l'absorption moléculaire par l'oxygène et la vapeur d'eau. L'oxygène a une raie à 118,74GHz et une série de raies entre 50Ghz et 70GHz. La vapeur d'eau a trois zones d'absorption intense aux fréquences de 22,2GHz, 183,3GHz et 325,4GHz.

I.1.17. Liaisons Terrestres

Pour les liaisons terrestres l'absorption totale sur un trajet de longueur d est définie par la relation

$$A_a = (\gamma_0 + \gamma_w).d \quad (I.50)$$

avec γ_0 représente la contribution de l'air donnée par la formule

$$\gamma_0 = \left[7,19 \cdot 10^{-3} + \frac{6,09}{f^2 + 0,227} + \frac{4,81}{(f - 57)^2 + 1,5} \right] \cdot f^2 \cdot 10^{-3} \quad (I.51)$$

pour : $f < 57\text{GHz}$

$$\gamma_0 = \left[3,79 \cdot 10^{-2} + \frac{0,265}{(f - 63)^2 + 1,59} + \frac{0,028}{(f - 118)^2 + 1,47} \right] \cdot (f + 198)^2 \cdot 10^{-3} \quad (I.52)$$

pour : $f > 63\text{GHz}$

γ_w représente la contribution de la vapeur d'eau

$$\gamma_w = \left[0,05 + 0,0021y + \frac{3,6}{(f - 22,2)^2 + 8,5} + \frac{10,6}{(f - 183,3)^2 + 9} + \frac{8,3}{(f - 325,4)^2 + 26,3} \right] \cdot f^2 y \cdot 10^{-4} \quad (I.53)$$

pour : $f < 350\text{GHz}$

avec : γ la concentration de vapeur d'eau (g/m^3)

I.1.18. Liaisons Terre-Espace

La hauteur pour la vapeur d'eau est pour $f < 350\text{GHz}$

$$h_w = h_{w0} \left[1 + \frac{3}{(f - 22.2)^2 + 5} + \frac{5}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{2.5}{(f - 325.4)^2 + 4} \right] \quad (\text{I.64})$$

Avec $h_{w0} = 1.6\text{km}$ pour le temps dégagé et 2.1km pour le temps de pluie

L'atténuation sur un trajet oblique dont l'angle de site θ est supérieur à 10° , comme dans la majorité des cas, à partir d'une station site à une altitude h_s est :

$$A_a = \frac{\gamma_0 h_0 \exp(-\frac{h_s}{h_0}) + \gamma_w h_w}{\sin \theta} \quad (\text{I.55})$$

avec $h_0 = 6\text{km}$ pour une fréquence $f < 57\text{GHz}$

Atténuation et transpolarisation par les hydrométéores [01]

La pluie cause une absorption et une diffusion qui donnent lieu à un affaiblissement qui dépend de l'intensité de la précipitation et de la fréquence.

Comme les gouttes de pluie ont une forme lenticulaire pendant la chute, leur axe de révolution étant vertical, l'atténuation de l'onde à polarisation horizontale est différent de celle à polarisation verticale et il se produit un transfert d'énergie d'une polarisation à l'autre qui est appelée transpolarisation

I.1.19. Atténuation par la pluie

Trajet Terrestre

L'intensité des précipitations varie d'un point à un autre en fonction du temps; il en résulte que la taille des cellules des pluies est d'autant plus faible que l'intensité est forte et que l'onde radioélectrique rencontre des conditions pluviométriques différentes le long du trajet.

L'estimation de la valeur de l'affaiblissement dû à la pluie pour un trajet terrestre est de :

- pour une latitude $\geq 30^\circ$ (I.56)

$A = 0.12 ; 0.39 ; 1 \text{ et } 2.14$ pour respectivement 1% ; 0,1% ; 0,01% ; 0,001% du temps

- pour une latitude $< 30^\circ$

(I.57)

$A = 0,07 ; 0,36 ; 1 \text{ et } 1,44$ pour respectivement 1% ; 0,1% ; 0,01% ; 0,001% du temps

Trajet Terre - Espace

L'affaiblissement dû à la pluie sur le trajet oblique est

$$A_{0,01} = k \cdot (R_{0,01}) \cdot \left(\frac{H_R - H_S}{\sin \theta} \right) \cdot \frac{1}{1 + \left[\frac{L_S \cos \theta}{35 \cdot \exp(-0,015 \cdot R_{0,01})} \right]} \quad (I.58)$$

pour $\theta \geq 5^\circ$

H_S : l'altitude de la station terrienne (km)

θ : l'angle du site ($^\circ$)

ϕ : la latitude de la station terrienne ($^\circ$)

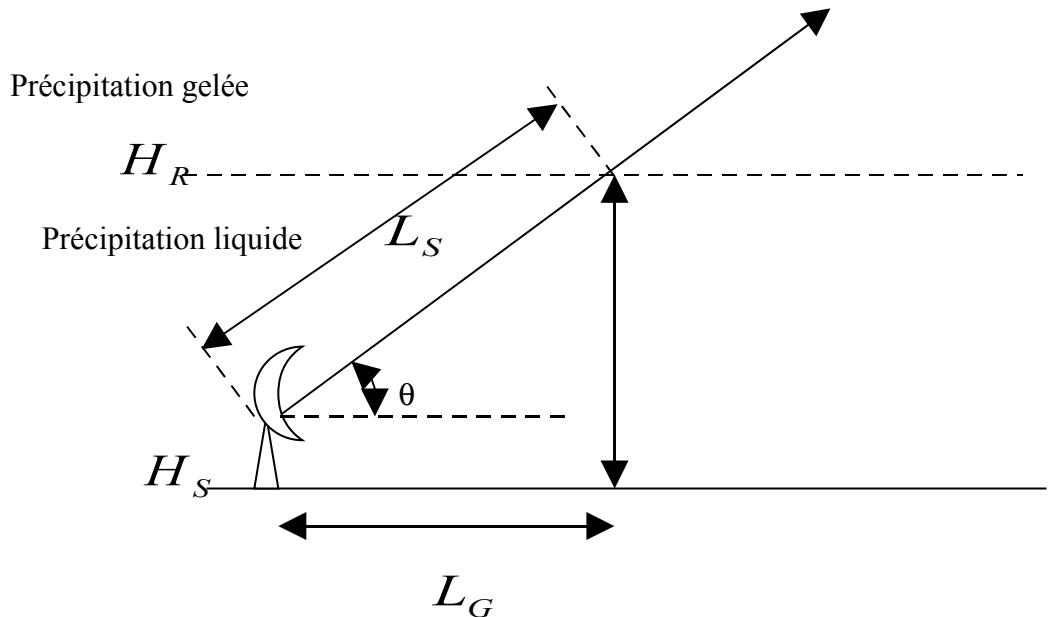


Figure I.13. Géométrie d'un trajet Terre-espace

H_R la hauteur de pluie effective (km) telle que

- $H_R = 3 + 0,028 \cdot \phi$ pour : $0 \leq \phi \leq 36^\circ$
- $H_R = 4 - 0,075 \cdot (\phi - 36)$ pour : $\phi \geq 36^\circ$

Affaiblissement dû au gaz, aux nuages et au brouillard

La méthode de prévision de l'atténuation due à la pluie a été définie de manière que les résultats calculés coïncident aussi bien que possible avec les résultats de mesure; elle inclut par conséquent les autres affaiblissements dus aux gaz, aux nuages et au brouillard pour les fréquences jusqu'à 40GHz

I.1.20. Transpolarisation par les hydrométéores

Polarisation d'une onde électromagnétique

Les ondes électromagnétiques sont polarisées en ce sens que, dans un milieu donné, les oscillations des champs électrique et magnétique se produisent chacune dans un plan déterminé. La polarisation d'une onde est le plan dans lequel varie le champ électrique. Le cas général de la polarisation est la polarisation elliptique ; la projection de la pointe E du vecteur champ électrique sur le plan perpendiculaire (P) à la direction de propagation décrit une ellipse pendant une période.

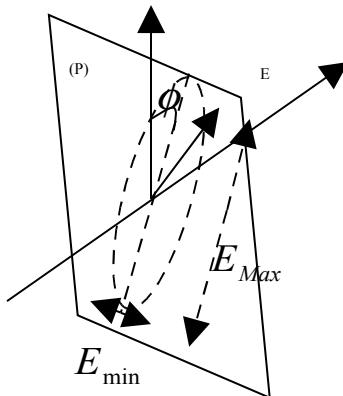


Figure I.14. Polarisation elliptique de l'onde rayonnée

La polarisation elliptique est caractérisée par les paramètres suivants :

- Le sens de rotation, en regardant dans la direction de propagation
 - dextrogyre, dans le sens des aiguilles d'une montre
 - lévogyre, dans le sens inverse
- Le rapport axial

$$RA = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} \quad (I.59)$$

- Le taux d'ellipticité

$$TE = \frac{RA + 1}{RA - 1} \quad (I.60)$$

- L'angle d'inclinaison ϕ de l'ellipse

Dans la pratique, la plupart des antennes rayonnent en polarisation rectiligne, ou en polarisation circulaire qui sont les cas particuliers de la polarisation elliptique.

- La polarisation est rectiligne (horizontale ou verticale) lorsque le rapport axial est infini, c'est-à-dire lorsque l'ellipse est complètement plate et que le vecteur E varie seulement en intensité ;
- La polarisation est circulaire lorsque le rapport axial est égal à 1, c'est-à-dire que le vecteur E est d'intensité constante.

Toute polarisation elliptique présente une onde de polarisation orthogonale entièrement découpée de la première. Cela nécessite des ellipses de même polarisation mais qui possèdent des axes orthogonaux et décrites dans deux sens inverses.

Une même antenne peut alors recevoir et ou émettre simultanément deux porteurs à la même fréquence mais de polarisation orthogonale.

La plupart des antennes créent des champs de polarisation différents en tout point de l'espace.

Toutefois, dans les cas pratiques, on définit la polarisation d'une antenne en considérant son rayonnement dans une région étroite comme le lobe principal.

Transpolarisation

La transpolarisation ou dépolarisation résulte d'un mécanisme par lequel une partie de l'énergie rayonnée avec une certaine polarisation se retrouve après propagation avec la polarisation orthogonale, au-delà de 6GHz les principaux effets sont produits par les goûtes de pluie qui ont pour propriétés une forme lenticulaire.

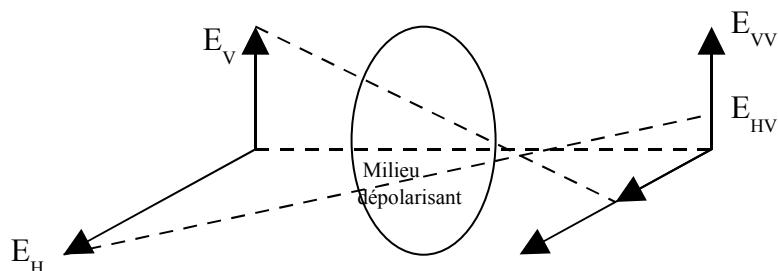


Figure I.15. Transpolarisation

Influence de l'ionosphère [01]

La Terre est entourée de couches sphériques (80km à 1000km d'altitude) de particules ionisées (plasma) que l'on appelle *ionosphère*. La présence de ce plasma empêche la propagation de signaux de basse fréquence dans l'ionosphère. L'ionosphère est formée de couches D, E, F1 et F2. La dernière couche F2 varie considérablement en densité et en altitude entre le jour et la nuit, dépendant de plus des saisons et des cycles solaires.

Un signal électromagnétique se propageant dans cette couche subit un affaiblissement inversement proportionnel au carré de la fréquence. De ce fait, on constate que les signaux basse fréquence (<8 MHz) sont fortement atténués tandis que les signaux dont les fréquences sont bien supérieures la traversent sans être réfléchis et pratiquement sans dispersion. Toutefois, on y constate un certain nombre de perturbations comme la scintillation, l'effet Faraday, le retard de propagation.

I.1.21. Scintillation

Observé aussi bien dans la troposphère qu'au niveau de l'ionosphère, ce phénomène se manifeste par la variation de l'amplitude, de la phase, de la polarisation ainsi que de l'angle d'arrivée lors de la traversée des zones d'irrégularité de l'indice de réfraction.

Les amplitudes des fluctuations du signal reçu sont d'autant plus importantes que la fréquence est élevée ; que l'angle du site est faible ; que l'humidité est forte et elles décroissent avec la réduction du faisceau de l'antenne.

I.1.22. Effet Faraday

Une onde émise suivant une polarisation bien définie ne conserve pas cette polarisation dans sa propagation à travers l'atmosphère. En effet, soumis à un champ magnétique, une onde à polarisation linéaire est décomposée en ses composantes gauches et droites qui se propage chacun avec des vitesses différentes de sorte qu'à la sortie de l'ionosphère, le plan de polarisation de l'onde résultante a tourné d'un angle θ par rapport à l'incidente tel que:

$$\theta = 2,36 \cdot 10^6 B_{av} N_T f^{-2} \quad (I.61)$$

où : N_T la densité électronique de l'ionosphère (el.m⁻²)

$$N_T = \int_S n_e ds \quad (I.62)$$

avec : n_e concentration électronique (el.m⁻³)

s chemin parcouru (m)

- θ angle de rotation(rad)
 B_{av} induction magnétique terrestre (Wb.m⁻²)
f fréquence (GHz)

I.1.23. Retard de propagation

La présence des particules chargées dans l'ionosphère a pour effet de retarder la propagation des ondes électromagnétiques, ce retard est exprimé par la relation

$$t = 1.345 \cdot 10^{-7} \frac{N_T}{f^2} \quad (\text{en seconde})$$

Bruits [01]

I.1.24. Bruit thermique

Le bruit thermique est le produit de l'agitation des électrons et leurs chocs sur les molécules du matériau conducteur. Il est notamment la source du bruit de fond que l'on observe à la sortie des amplificateurs des signaux que l'on veut analyser.

La tension de bruit thermique peut être calculée à l'aide de la formule de NYQUIST :

$$\overline{e}^2 = 4k \cdot T \cdot R \cdot B \quad (\text{I.63})$$

- avec : \overline{e}^2 est la valeur moyenne de la tension de bruit (V²)
k constante de BOLTZMANN ($1,380664 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$)
T la température absolue de la résistance (K)
R la valeur de la résistance (Ω)
B la bande passante considérée (Hz)

I.1.25. Sources de bruits externes

Le bruit radioélectrique émis par la matière et par les activités humaines, provient de différentes sources. La puissance totale de bruit reçue par l'antenne est la somme des contributions émises par les diverses sources de bruit dans la direction de l'antenne et qui sont collectées par le lobe principal ainsi que par les lobes latéraux.

Les principales sources sont :

- émission radioélectrique due aux gaz de l'atmosphère
- émission radioélectrique due aux hydrométéores
- sources de bruit naturelles et artificielles (activité kéraunique, liée à la foudre et aux décharges atmosphérique)

Comme ces diverses sources de bruit sont décorrélées entre elles, leur contribution respective s'ajoute quadratiquement et nous pouvons écrire que le bruit externe total P_{ext} a pour valeur, en considérant un nombre n de source :

$$P_{ext} = F_{ext} \cdot k \cdot T_0 \cdot B = \sum_{i=1}^n F_i \cdot k \cdot T_0 \cdot B \quad (I.64)$$

où F_{ext} est le facteur de bruit externe
 F_i est le facteur de bruit associé à la source i

Il suffit donc d'additionner les températures équivalentes des différentes sources de bruit pour obtenir la température totale de bruit externe ou encore leur facteur de bruit pour obtenir le facteur de bruit externe total.

Conclusion

On a développé dans ce chapitre les théories générales de propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace. Ces théories nous aident à mieux comprendre les phénomènes liés aux propagations, comme le comportement de l'ionosphère qui ne laisse pas passer des fréquences inférieures à une certaines limite ; le phénomène d'absorption atmosphérique qui augmente avec la fréquence. Ces deux phénomènes limitent la bande spectrale utilisable, pour les communications spatiales, dans le domaine des hyperfréquences.

Des même, pour les liaisons terrestres, ces théories exposent les problèmes d'affaiblissement dû aux obstacles dans les basses atmosphères. La solution la plus simple est alors d'utiliser une gamme de fréquence suffisamment élevée de façon à réduire le rayon d'ellipsoïde de Fresnel pour faciliter le dégagement.

Si la propagation dans l'espace est accompagnée de nombreuse altérations liées à l'inhomogénéité de l'atmosphère, une propagation presque parfaite est obtenue en utilisant des matériaux conçus spécialement pour transmettre une gamme de fréquence donnée : le guide d'onde.

Chap CHAPITRE II :'AGATION DANS UN GUIDE D'ONDE

Historique [02]

En 1894, Sir Oliver Lodge a entouré un générateur à étincelle d'un tuyau métallique et a constaté que le rayonnement émis possédait des propriétés directives particulières. Cet effet n'a toutefois pas donné de suite pratique à cette époque, il est plus ou moins resté au stade de curiosité. En 1920, George Southworth a repris l'expérience avec de tuyaux d'eau en cuivre pour étudier les propriétés de la propagation guidée aux Bell Telephone Laboratories, aux Etats Unis d'Amérique. Ce fut la naissance de guide d'ondes.

Définition de guide d'ondes [02]

On appelle guide d'ondes toute tube de section quelconque composée des matériaux conducteurs ou non (métallique, diélectrique, air, ferrite), capable d'assurer des réflexions multiples pour que la propagation de l'onde électromagnétique ait lieu seulement à l'intérieur de ses parois.

La propagation dans un guide d'ondes est déterminée par l'étude de la distribution des champs électromagnétiques dans la structure de la section de ce guide. Cette propagation est généralement assurée par des réflexions multiples, soit sur des parois en métal (guide d'ondes métallique), soit sur des surfaces séparant des milieux diélectriques de propriétés différents : guide diélectrique, fibre optique.

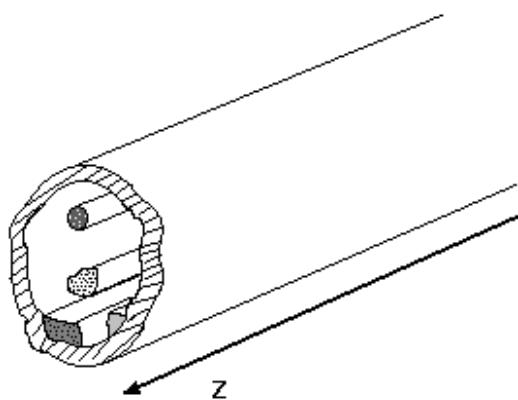


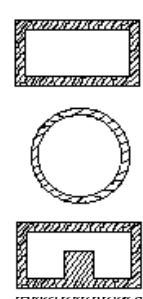
Fig. II.1. Guide de section quelconque, uniforme dans la direction de propagation.

La section droite de cette structure est quelconque. Elle comporte plusieurs milieux de propagation différents (air, diélectrique, ferrite), auquel cas elle est dite inhomogène. La direction de propagation est rectiligne : on dispose l'axe de coordonnées longitudinales z dans cette direction. Ni la géométrie, ni les propriétés des matériaux ne sont modifiées lors d'un déplacement dans

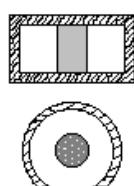
cette direction : ces grandeurs sont de ce fait indépendantes de la variable z . On dit alors que le guide est uniforme.

Les différents types de guide d'onde [02]

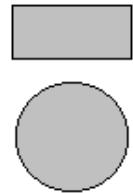
A nos jours il existe des variétés de guide d'ondes selon la géométrie de leurs sections, et les milieux qui composent ces sections. On peut alors classer ces guides d'ondes soit par la géométrie de leur section ou selon qu'elles sont simplement connexes (creux) ou multiplement connexes (plusieurs conducteurs), soit par les types des matériaux avec lesquels ils sont fabriqués.



Guide d'ondes métalliques



Guide d'ondes chargés



Guide d'ondes diélectriques

Sections des principaux guides d'ondes.

Fig.

II.2.

Choix du système de coordonnées [02]

Pour pouvoir étudier d'une façon plus efficace possible la propagation le long de la structure, il faut choisir le système de coordonnées le mieux adapté à la géométrie traverse de celle-ci, de façon à pouvoir satisfaire aux conditions aux limites à ses bords. Dans tous le cas, on fait usage d'un système de coordonnées qui comporte toujours la coordonnée longitudinale z définie à la *figure II.1* et deux coordonnées dans le plan traverse (un plan perpendiculaire à la direction de propagation).

La première conséquence de ce choix est la séparation des variables en composantes longitudinale et transverse qui facilite les résolutions des équations de Maxwell. Un choix raisonnable de ce système de coordonnée permet la séparation de l'opérateur nabla ∇ en une partie transverse (indice t) et en une partie longitudinale

$$\nabla = \nabla_t + e_z \frac{\partial}{\partial z} \quad (2.1)$$

Avec e_z est le vecteur unitaire de l'axe $0z$

En coordonnées cartésiennes, l'opérateur transverse peut encore être décomposé selon les coordonnées x et y :

$$\nabla_t = e_x \frac{\partial}{\partial x} + e_y \frac{\partial}{\partial y} \quad (2.2)$$

Avec e_x est le vecteur unitaire de l'axe 0x

e_y est le vecteur unitaire de l'axe 0y

Les vecteurs champs sont aussi séparés en parties transverse et longitudinale

$$X = X_t + e_z X_z, \quad (2.3)$$

il en va de même pour le vecteur r qui spécifie la position

$$r = r_t + e_z z \quad (2.4)$$

On résout facilement les équations de Maxwell en utilisant ces relations.

Les différents modes de propagations [02]

La résolution des équations de Maxwell (1.4) à (1.7) en présence des conditions aux limites (1.6) à (1.11) est un problème aux valeurs propres. Ce problème admet plusieurs solutions différentes que l'on l'appelle mode de propagation.

Chaque mode possède des caractéristiques de propagation qui lui sont propre : affaiblissement et déphasage linéique (α en Np/m et β en rad/m), vitesses de propagation (v_ϕ et v_g en m/s), fréquence de coupure (f_c). Lorsque la transmission fait simultanément usage de plusieurs modes, la différence des vitesses de propagation produit des distorsions. Un choix judicieux de la forme et de dimension du guide permet de résoudre ces problèmes, cependant il limite la bande de fréquence utilisable.

Un mode a des caractéristiques différentes selon qu'il possède ou non des composantes longitudinales de champs électrique ou magnétique. On obtient ainsi quatre (4) catégories de modes de propagation qui sont :

- Le mode TEM (Transverse Electromagnétique) : les champs électrique et magnétique se trouvent dans le plan transverse. Ils ont donc des composantes nulles sur l'axe longitudinal.
- Le mode TE (Transverse Electrique) : le champ électrique se trouve dans le plan transverse et le champ magnétique a une projection non nulle sur l'axe longitudinal.
- Le mode TM (Transverse Magnétique) : c'est le cas inverse du mode TE.
- Le mode Hybride ou HE : c'est une mode pour laquelle les champs électrique et magnétique ont à la fois des composantes dans le plan transverse et sur l'axe longitudinal.

Pour avoir une certaine idée sur ces modes de propagation, on va étudier des exemples sur quelques formes de guides d'ondes. Pour ces études, on va considérer les cas idéalisés suivants :

- la structure est uniforme dans la direction de propagation z ;
- la section droite peut être simplement connexe (guide d'ondes creux) ou multiplement connexe (plusieurs conducteurs) ;
- le milieu replissant le guide est isotrope, linéaire et homogène. Ses propriétés ϵ , μ et σ ne dépendent pas de la position à l'intérieur du guide, ni de l'amplitude des signaux ;
- l'enveloppe du guide qui l'entoure complètement, est formée d'un conducteur parfait, soit électrique (c.e.p), soit magnétique (c.m.p) ;
- le guide d'onde ne contient pas de densité de charge électrique ($\rho=0$).

Le guide d'onde rectangulaire [02]

On considère un guide d'onde dont la section droite est un rectangle de largeur a et de hauteur b . Les parois sont en métal supposé parfaitement conducteur dans l'approximation sans perte. On choisit comme système de repère les coordonnées cartésiennes représentées sur la figure.

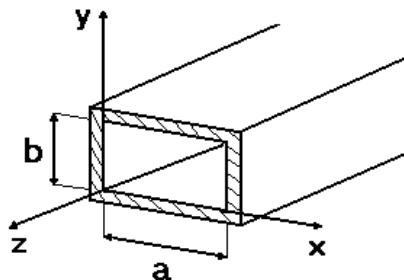


Fig. II.3. Guide d'onde rectangulaire

Comme la structure est uniforme dans la direction de propagation (axe z), l'application des formules (2.1) et (2.3) aux équations de Maxwell nous conduit aux relations suivantes:

- pour les équations en divergence (1.6) et (1.7), on obtient

$$\nabla_t \cdot E_T + \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 \quad (2.5)$$

$$\nabla_t \cdot H_T + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0 \quad (2.6)$$

- pour les équations rotationnelles (1.4) et (1.5), on obtient après regroupement des composantes longitudinales et transverses

$$\nabla_t \Lambda E_t = -j\omega \mu e_z H_z \quad (2.7)$$

$$\nabla_t \Lambda H_t = (j\omega \epsilon + \sigma) e_z E_z \quad (2.8)$$

$$\nabla_t E_z - \frac{\partial E_T}{\partial z} = -j\omega \mu e_z x H_t \quad (2.9)$$

$$\nabla_t H_z - \frac{\partial H_t}{\partial z} = (j\omega \varepsilon + \sigma) e_z x H_t \quad (2.10)$$

L'équation à résoudre dans le plan transverse est l'équation de Helmholtz

$$\nabla_t^2 \theta + p^2 \theta = 0 \quad (2.11)$$

déduite de l'équation (2.10) en faisant l'usage de (2.7) où θ représente les potentiels transverses ϕ (pour le TM) et ψ (pour le mode TE) et p le nombre d'onde transverse. Les conditions à satisfaire sur les parois conductrices du guide sont, pour les modes TM

$$\phi = 0 \quad (2.12)$$

et pour les modes TE

$$n \cdot \nabla_t \psi = \frac{\partial \psi}{\partial n} = 0 \quad (2.13)$$

En utilisant la méthode de séparation de variable en coordonnée cartésienne (2.2) et posant

$$\theta(x, y) = X(x)Y(y) \quad (2.14)$$

on obtient, à partir de (2.11), après division par θ la relation suivante :

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + p^2 = 0 \quad (2.15)$$

Le premier terme ne dépend que de x , et le second que de y . Pour qu'une solution non triviale puisse exister, il faut que tous les deux soient constants, et que par conséquent

$$\frac{d^2 X}{dx^2} + u^2 = 0 \quad (2.16)$$

$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + v^2 = 0 \quad (2.17)$$

$$u^2 + v^2 = p^2 \quad (2.18)$$

Les solutions sont des fonctions trigonométriques, correspondant à un choix de u^2 et v^2 réels positifs, qui seul permet de satisfaire aux conditions aux limites (2.12) ou (2.13). On obtient ainsi la solution générale.

$$\theta = (A_1 \sin ux + A_2 \cos ux).(B_1 \sin vy + B_2 \cos vy) \quad (2.19)$$

Les constantes sont ensuite déterminées par les conditions aux limites.

II.1.1. Potentiel transverse des modes TM

Pour que la condition $\theta = \phi = 0$ soit satisfaite sur le pourtour du guide, il faut que $A_2 = 0$, B_2

= 0, et de plus que $u = m\pi/a$ et $v = n\pi/b$. On a ainsi

$$\phi_{mn} = C_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \quad (2.20)$$

Les termes m et n sont des entiers positifs qui doivent tous deux être différents de zéro.

$$mn \neq 0 \quad (2.21)$$

Ces solutions correspondent aux valeurs de p données par (2.18)

$$p_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad m^{-1} \quad (2.22)$$

La constante de normalisation est :

$$C_{mn} = \frac{2}{(p_{mn} \sqrt{ab})} \quad (2.23)$$

II.1.2. Champs transverses des modes TM

Le champ électrique transverse dérive du potentiel ϕ , le champ magnétique transverse lui étant perpendiculaire. Ils valent respectivement :

$$E_T = -\nabla_t \phi = -C_{mn} \left(e_x \frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} + e_y \frac{n\pi}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \right) \quad (2.24)$$

$$H_T = e_z \Lambda E_T = C_{mn} \left(e_x \frac{n\pi}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} - e_y \frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \right) \quad (2.25)$$

II.1.3. Potentiel transverse des modes TE

Les conditions à satisfaire aux bord du guide porte ici sur la dérivé du potentiel normale à la surface métallique, c'est à dire :

$$\frac{\partial \psi}{\partial x} = 0 \quad \text{en } x = 0 \text{ et } x = a \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial y} = 0 \quad \text{en } y = 0 \text{ et } y = b \quad (2.27)$$

Ces conditions sont satisfaites par (2.19) lorsque $A_1 = 0$, $B_1 = 0$, $u = m\pi/a$ et $v = n\pi/b$, ce qui donne pour le potentiel :

$$\psi_{mn} = C_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \quad (2.28)$$

Les termes m et n sont des entiers positifs, dont l'un peut être nul (si les deux sont nuls, le potentiel est constant et les champs sont nuls). On doit avoir :

$$m + n \neq 0 \quad (2.29)$$

Les valeurs correspondantes de p sont également données par

$$p_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad m^{-1} \quad (2.30)$$

On a deux expressions possibles de la constante de normalisation C_{mn} selon les valeurs de m et n :

- Si m ou n est nul

$$C_{mn} = \sqrt{\frac{2}{ab}} \frac{1}{p_{mn}} \quad (2.31)$$

- Si m et n sont tous deux différents de zéro

$$C_{mn} = \frac{2}{\sqrt{ab}} \frac{1}{p_{mn}} \quad (2.32)$$

II.1.4. *Champs transverses des modes TE*

Le champ magnétique transverse dérive du potentiel ψ , le champ électrique lui est perpendiculaire :

$$H_T = -\nabla_t \phi = C_{mn} \left(e_x \frac{m\pi}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} + e_y \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \right) \quad (2.33)$$

$$E_T = -e_z \Lambda H_T = C_{mn} \left(e_x \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} - e_y \frac{m\pi}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \right) \quad (2.34)$$

La fréquence de coupure (fréquence pour laquelle la constante de propagation γ s'annule) des modes TE_{mn} TM_{mn} est donnée par :

$$f_{mn} = \frac{pc}{2\pi} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.35)$$

D'après cette expression, la fréquence de coupure la plus basse est f_{10} du mode TE_{10} , que l'on appelle par conséquent mode dominant.

$$f_{10} = c/2a \quad (2.36)$$

En général, un guide d'onde n'est employé que dans la bande de fréquence où seul un mode se propage (mode dominant), et encore dans la partie de cette bande où la dispersion est acceptable. Soient f_1 la fréquence de coupure du mode dominant et f_2 celle du mode supérieur, les fréquences f de la bande utilisable est définie par l'expression :

$$1,25 f_1 < f < f_2 \quad (2.37)$$

Aucun mode ne peut se propager dans la bande inférieure à f_1 , et les champs décroissent avec la distance. Et pour la bande supérieure à f_2 , plusieurs modes, mode dominant et d'autres modes supérieurs, peuvent s'y propager (fonctionnement multimodal). Les vitesses de propagation et les affaiblissements sont toutefois différents pour les différents modes, ce qui entraîne une distorsion du signal. On préfère ne pas faire usage de cette bande de fréquence, ou alors on prend des précautions pour n'est pas exciter les modes supérieurs.

Le guide d'onde circulaire [02]

On considère un guide d'onde creux de section circulaire de rayon a , représenté à la figure ci dessous. Par suite de la symétrie circulaire, le système de coordonnées cylindrique circulaires (ρ, φ, z) est le mieux adapté pour étudier cette structure.

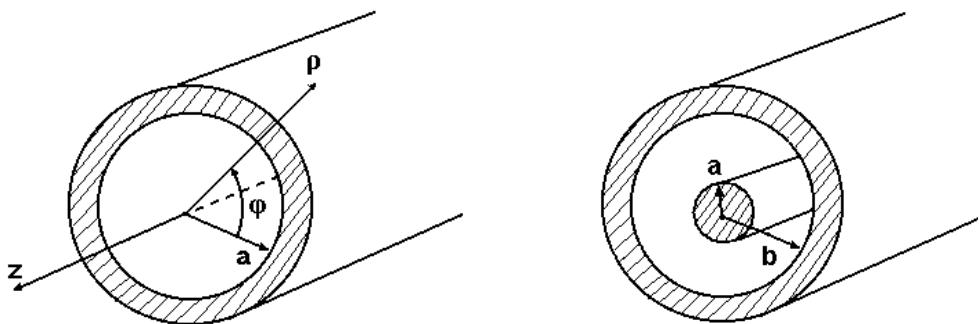


Fig. II.4.a Guide d'onde circulaire

Fig. II.4.b. Ligne coaxiale

L'équation à résoudre (2.11) devient, en coordonnées cylindriques circulaires

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial \theta}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \theta}{\partial \varphi^2} + p^2 \theta = 0 \quad (2.38)$$

La méthode de séparation de variable est applicable, et on pose

$$\theta(\rho, \varphi) = \Phi(\varphi)R(\rho) \quad (2.39)$$

On introduit cette relation dans (2.38) et on divise par θ / ρ^2 , ce qui donne

$$\frac{1}{R} \left(\frac{dR}{d\rho} + \rho \frac{d^2R}{d\rho^2} \right) + p^2 \rho^2 = - \frac{1}{\Phi} \frac{d^2\Phi}{d\varphi^2} = m^2 \quad (2.40)$$

Le membre de gauche ne fonction que de ρ , celui de droite que de φ : il doivent de ce fait être tous deux égaux à une constante, appelée ici m^2 . L'équation différentielle en φ admet donc les solutions suivantes

$$\Phi = B_1 \sin m\varphi = B_2 \cos m\varphi \quad (2.41)$$

Par suite de périodicité en φ de la solution Φ , m doit être un entier positif, qui peut être nul 0.

La fonction $R(\rho)$ doit satisfaire l'équation

$$\rho^2 \frac{d^2 R}{d\rho^2} + \rho \frac{dR}{d\rho} + (p^2 \rho^2 - m^2)R = 0 \quad (2.42)$$

Il s'agit de l'équation de Bessel, dont les solutions correspondant aux solutions du problème sont les fonctions de Bessel de première espèce J_m . On a donc la solution

$$\theta(\rho, \varphi) = J_m(p\rho)[B_1 \sin m\varphi + B_2 \cos m\varphi] \quad (2.43)$$

II.1.5. Potentiel transverse des modes TM

Pour que la condition $\theta = \phi = 0$ soit satisfaite sur la surface métallique du guide, il faut que

$$J_m(p_{mn}^{TM} a) = 0 \quad (2.44)$$

Les solutions correspondent donc aux zéros des fonctions Bessel de première espèce donnés au Tableau 9.7 à l'annexeII.

La forme générale du potentiel du mode TM_{mn} est donnée par

$$\phi_{mn} = C_{mn}^{TM} J_M(p_{mn}^{TM} \rho) \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ \sin m\varphi \end{Bmatrix} \quad (2.45)$$

Les accolades $\{ \}$ indique deux solutions existent : une solution en sinus et une solution en cosinus. Ces deux solutions, pour $m \neq 0$, correspondent à deux modes dégénérés spatialement.

$$C_{mn}^{TM} = \frac{\sqrt{2 - \delta(m)}}{ap_{mn}^{TM} \sqrt{\pi} J'_m(p_{mn}^{TM} a)} \quad (2.46)$$

Avec $\delta(m) = \begin{cases} 1 & \text{si } m = 0 \\ 0 & \text{si } m \neq 0 \end{cases}$ et J' dénote une dérivée par rapport à son argument

II.1.6. Champs transverse des modes TM

Ils sont obtenus en dérivant (2.45)

$$E_T = C_{mn}^{TM} \left(-e_\rho p_{mn}^{TM} J'_m(p_{mn}^{TM} \rho) \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ \sin m\varphi \end{Bmatrix} - e_\varphi \frac{m}{\rho} J_m(p_{mn}^{TM} \rho) \begin{Bmatrix} -\sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix} \right) \quad m^{-1} \quad (2.47)$$

$$H_T = C_{mn}^{TM} \left(e_\rho \frac{m}{\rho} J_m(p_{mn}^{TM} \rho) \begin{Bmatrix} -\sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix} - e_\varphi p_{mn}^{TM} J'_m(p_{mn}^{TM} \rho) \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ \sin m\varphi \end{Bmatrix} \right) \quad m^{-1} \quad (2.48)$$

II.1.7. Potentiel transverse des modes TE

La condition à satisfaire au bord du guide, en $\rho = a$, est donnée par

$$\left. \frac{\partial \theta}{\partial \rho} \right|_{\rho=a} = \left. \frac{\partial \psi}{\partial \rho} \right|_{\rho=a} = 0 \quad m^{-1} \quad (2.49)$$

Elle est satisfaite lorsque

$$J'_m(p_{mn}^{TE}a) = 0 \quad (2.50)$$

Les solutions correspondent aux zéros des fonctions de Bessel de première espèce (Annexe II Tableau 9.7). Le potentiel du mode TM_{mn} est donné par

$$\psi_{mn} = C_{mn}^{TE} J_m(p_{mn}^{TE} \rho) \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ \sin m\varphi \end{Bmatrix} \quad (2.51)$$

Avec

$$C_{mn}^{TE} = \frac{\sqrt{2 - \delta(m)}}{ap_{mn}^{TE} \sqrt{\pi} \left[1 - \left(\frac{m}{p_{mn}^{TE}} \right)^2 \right]^{1/2}} J_M(p_{mn}^{TE} a) \quad (2.52)$$

Les constantes de normalisation des modes TE et TM ayant les mêmes indices sont différentes. Il en va de même pour les nombres d'onde transverses.

II.1.8. Champs transverse des modes TE

$$H_T = C_{mn}^{TE} \left(-e_\rho p_{mn}^{TE} J'_m(p_{mn}^{TE} \rho) \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ \sin m\varphi \end{Bmatrix} - e_\varphi \frac{m}{\rho} J_m(p_{mn}^{TE} \rho) \begin{Bmatrix} -\sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix} \right) \quad m^{-1} \quad (2.53)$$

$$E_T = C_{mn}^{TE} \left(-e_\rho \frac{m}{\rho} J_m(p_{mn}^{TE} \rho) \begin{Bmatrix} -\sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix} + e_\varphi p_{mn}^{TE} J'_m(p_{mn}^{TE} \rho) \begin{Bmatrix} \cos m\varphi \\ \sin m\varphi \end{Bmatrix} \right) \quad m^{-1} \quad (2.54)$$

Remarques:

- Les valeurs propres des modes TE et TM ayant les mêmes indices sont différentes, c'est pourquoi on a toujours précisé si une valeur de nombre d'onde transverse p_{mn} correspond à un mode TE ou à mode TM. Il en va de même pour les constantes de normalisation.
- On trouve les fréquences de coupure des différents modes à partir des nombres d'onde

transverses $p_{mn} = \frac{p_{mn}c}{2\pi}$, pour lesquels les relations (2.45) et (2.49) sont satisfaites.

- La bande utilisable du guide circulaire est située entre les fréquences de coupure des modes TE_{11} (mode dominant) et TM_{01} .

Autre formes de guides d'ondes creux. [02]

En plus des guides d'ondes à sections droites rectangulaires et circulaires, que l'on rencontre le plus couramment dans la pratique, d'autres formes de guides sont employées dans des applications particulières, en vue par exemple d'augmenter la bande passante, la puissance transmise etc. Les guides elliptiques et les guides à moulures sont deux types de guides que l'on rencontre assez souvent dans la pratique.

L'avantage de l'utilisation d'un guide elliptique réside sur la propriété de sa section qui est peu modifié lors de changement de direction ou de plan de polarisation (coude ou torsade). Il est de ce fait couramment employé pour des raccords d'antennes.

Quand au guide d'onde à moulures, l'introduction d'une ou de deux arrêtes métalliques (moulures) dans un guide d'onde rectangulaire (*fig.II.5*) permet d'augmenter la bande de fréquence utilisable. Cependant, les champs électrique et magnétique sont tout deux concentrés au voisinage de la moulure. Il en résulte une diminution de la puissance maximale que peut transmettre le guide.

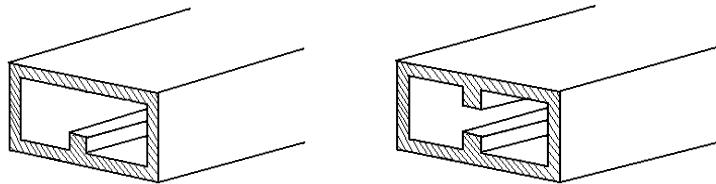


Fig. II.5. Guide d'onde à moulures

Conclusion

D'après les formules citées précédemment, un choix judicieux de matériaux utilisé et un dimensionnement convenable d'un guide d'onde permettent de transmettre une gamme de fréquence déterminée. L'utilisation d'un seul mode de propagation est possible en respectant la condition 2.37.

Même si le guide d'ondes est conçu pour établir une propagation guidée, en pratique, il n'est pas utilisé à une distance très élevée grâce aux problèmes de raccordement. Toutefois, il est très utilisé en télécommunications pour le raccordement de l'antenne à l'émetteur. Des applications de l'hyperfréquence utilisant le guide d'ondes comme équipement de raccordement seront développés aux chapitres suivants, mais avant tout il est plus commode de définir ce que *l'hyperfréquence*.

Chapitre III : Options fondamentales sur l'hyperfréquence et les microondes

Historiques [02] [06] [08]

La première transmission radio était réalisée en 1896 par Marconi : invention de la télégraphie sans fil. L'évolution de cette technique baptisée *radicommunication* a permis, quelques années plus tard, une liaison à longue distance (Angleterre – Terre-Neuve en 1901).

En 1927, la première liaison téléphonique transatlantique par onde a vu le jour, mais la spectre utilisée était toujours dans le domaine de la basse fréquence (onde courte). A cette époque là (1920 à 1930), les expériences pratiques visant à utiliser l'hyperfréquences en télécommunications étaient en cours. Elles sont généralement liées aux travaux de George Southworth aux Bell Telephone Laboratories. C'étaient des expériences basées sur l'étude des propriétés directives des hyperfréquences, découvert par Oliver Lodge en 1894. Il fit usage de tuyaux d'eau en cuivre pour étudier les propriétés de la propagation guidée.

Quelques années plus tard, l'hyperfréquence trouve ses premières applications dans le domaine de radiolocalisation (développement du RADAR durant la seconde guerre mondiale) ; il est, ensuite, utilisé en télécommunication pour établir une transmission par onde guidée : faisceaux hertziens, et puis pour le développement des transmissions par satellites dans les années 60.

Principales définitions [02] [04]

III.1.1. Hyperfréquences

Le terme hyperfréquences sert à désigner une bande de fréquence située entre environ 300 MHz et 300 GHz, caractérisent de ce fait des signaux comportant entre 300 millions et 300 milliards de périodes par seconde (*tableau III.1*). Ces limites ont un caractère arbitraire: elles permettent surtout de localiser le domaine des hyperfréquences entre celui des ondes employées pour la diffusion de la radio et de la télévision (fréquences plus basses) et celui des rayons infrarouges (fréquences plus élevées).

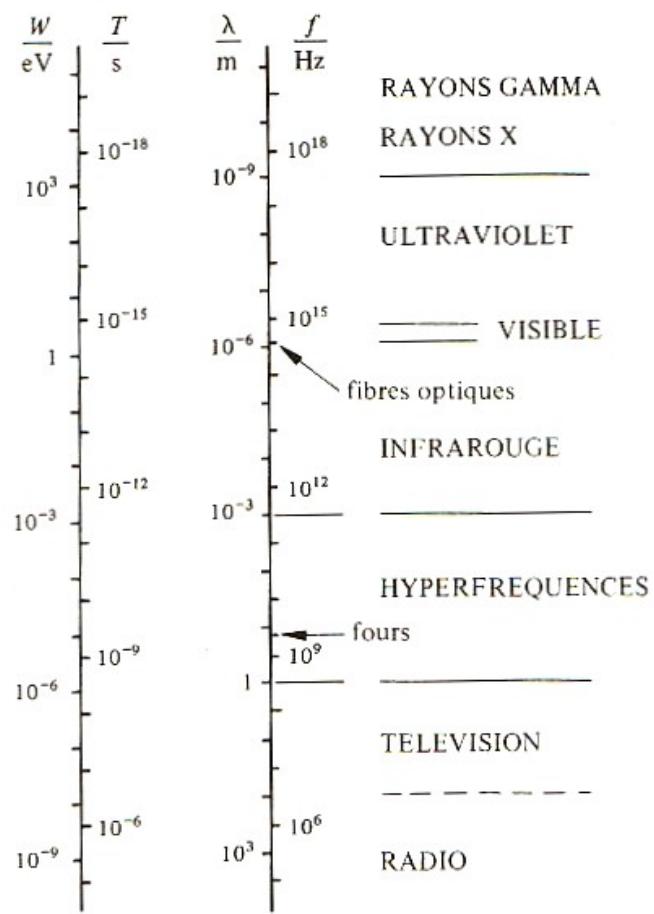


Tableau III.1. Subdivision du spectre électromagnétique

III.1.2. Synonyme : microondes

Le terme de microondes, qui est une traduction de l'anglais microwaves, est souvent employé en lieu et place d'hyperfréquences, notamment pour les applications de chauffage. Il dénote la petitesse des longueurs d'ondes par rapport à celles dont on fait usage en radiodiffusion. Ici, l'emploi d'un préfixe relatif peut prêter à confusion : on pourrait logiquement s'attendre à ce que les **microondes** aient des longueurs d'onde de l'ordre de **micromètres** et non pas, comme c'est effectivement le cas, entre les millimètres et les mètres.

III.1.3. Nomenclature: décades UHF, SHF et EHF [01]

La désignation plus fine des gammes de fréquence fait usage d'un classement par décades (tableau. III. 2). La bande des hyperfréquences recouvre approximativement les trois décades de l'ultra haute fréquence (UHF), supra hautes fréquences (SHF) et l'extra hautes fréquences (EHF). Pour les bandes supérieures, on parle de rayons infrarouges, visibles, ultraviolets (tableau III.1).

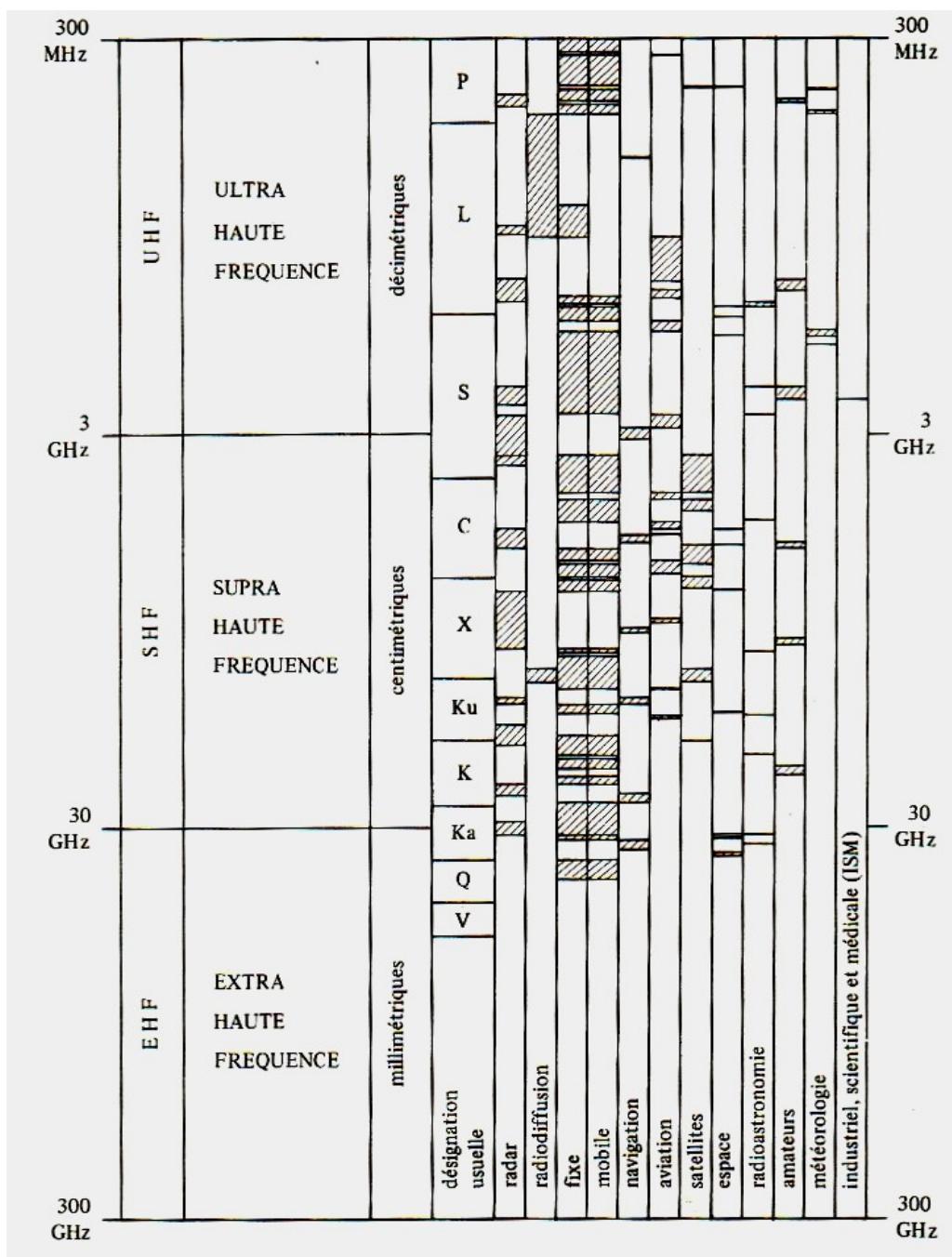


Tableau III. 2 Division, nomenclature et attribution des hyperfréquences

III.1.4. Ordre de grandeurs

La période T des signaux hyperfréquences, qui est définie par l'inverse de la fréquence f , se situe entre 3 ns (nanosecondes) et 3 ps (picosecondes). Ce qui donne une longueur d'onde, définie par

$\lambda = C_0 \cdot T$, compris entre 1m et 1mm pour une propagation à la vitesse de la lumière

C

$C_0 = 2,997925 \dots 10^8 \text{ m/s.}$

Une manière plus précise de définir les décades consiste à parler respectivement d'ondes décimétriques (UHF), centimétriques (SHF), millimétriques (EHF).

III.1.5. Energie d'un photon aux hyperfréquences

Du point de vue de la physique quantique, le rayonnement électromagnétique est un flux de photons d'énergie hf , où f est la fréquence et h la constante de Planck ($4,14 \cdot 10^{-5} \text{ eVs}$ ou $6,63 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$). En hyperfréquence, un photon a donc une énergie situé entre environ $1,2 \cdot 10^{-6}$ et $1,2 \cdot 10^{-3} \text{ eV}$. (tableau III.1)

Propriétés des hyperfréquences et microondes [02] [04] [05]

III.1.6. Largeur de bande passante

La grande bande passante disponible favorise l'emploi des hyperfréquences en télécommunications. Le débit d'information qui peut être transmis sur un canal étant directement proportionnel à la bande passante de celui-ci, un calcul simple montre que la bande s'étendant de 300MHz à 300 GHz permet d'acheminer 999 fois plus d'information en un temps donné que toutes les bandes situées en dessous de 300MHz. De ce fait, l'emploi des hyperfréquences permet de faire face aux besoins croissants en canaux de télécommunications.

III.1.7. Transparence de l'ionosphère

La ionosphère est un ensemble de couches *ionisées*, ou un *plasma d'électron*, qui entoure le globe terrestre à des altitudes situées entre 50 et 10 000 km. Ces couches ionisées sont produites par le rayonnement solaire, leurs caractéristiques (altitude, densité) fluctuent considérablement entre le jour et la nuit. Elles dépendent en plus des saisons et surtout de l'activité solaire.

La propagation d'ondes électromagnétiques à l'intérieur de la ionosphère est similaire à celle dans un guide d'onde. Les signaux de fréquences inférieures à environ 10–40 MHz (fréquence de coupure) sont partiellement ou totalement réfléchis. Ce phénomène permet de réaliser des liaisons à réflexions multiples en ondes courtes. Les signaux de fréquences supérieures traversent la ionosphère, mais subissent une distorsion qui décroît avec la fréquence. Les signaux hyperfréquences, situés bien au-delà de la coupure due à la ionosphère, ne sont pratiquement pas affectés tant que leur amplitude reste faible. Ils sont de ce fait utilisés pour les télécommunications par satellites, ainsi que pour maintenir le contact avec les sondes et expéditions spatiales.

III.1.8. Transparence partielle de l'atmosphère

Les différents gaz qui composent l'atmosphères (oxygène, azote, vapeur d'eau gaz carbonique) et les différents corps en suspensions (gouttelettes d'eau, cristaux de glace, poussières) n'influencent pratiquement pas les signaux électromagnétiques dont la fréquence est inférieure à 10 GHz environ. Des signaux de fréquences plus élevées sont en revanche soumis à plusieurs effets indésirables : absorption, dépolarisation et scintillement.

III.1.9. Bruits électromagnétiques

La puissance de bruit que capte une antenne pointée vers le ciel, en l'absence de signal, possède un minimum relativement plat dans la bande située entre 1 et 10GHz. La température équivalente de bruit y est inférieure à 10Kelvin ; la puissance de bruit captée est obtenue en multipliant la température équivalente par la constante de Boltzmann ($k_B = 1,3804.10^{-23}$ J/K) et par la bande passante du récepteur.

Cela signifie, pratiquement, que c'est dans cette bande que l'on peut détecter les signaux de plus faibles amplitudes et donc disposer des récepteurs les plus sensibles

III.1.10. Directivités des antennes

L'angle d'ouverture du faisceau rayonné par une antenne est proportionnel au quotient de la longueur d'onde à la plus grande dimension de l'antenne. Pour transmettre un signal d'un point à un autre (faisceaux hertziens) ou pour déterminer de façon précise l'origine de réflexion (radar), un faisceau étroit est indispensable. Il faut dans ce but soit disposer une antenne de grandes dimensions, ce qui n'est pas toujours réalisable en pratique, soit faire usage d'un signal de très haute fréquence. Les hyperfréquences conviennent bien à ces applications.

Des angles d'ouverture encore plus étroits sont obtenus en faisant usage de fréquences dans la bande visible (laser). Les problèmes de pointage peuvent alors devenir important lorsque les faisceaux deviennent très étroits.

III.1.11. Réflexion sur des obstacles

La surface effective de réflexion est une grandeur qui dépend de façon critique du quotient entre la dimension de l'obstacle et la longueur d'onde. Si l'élément réfléchissant est beaucoup plus petit que la longueur d'onde, sa réflexion est extrêmement faible. En revanche, lorsque la longueur d'onde devient beaucoup plus petite que l'obstacle, la surface effective de réflexion d'un objet métallique est approximativement sa section droite dans la direction du faisceau. Les ondes centimétriques permettent ainsi de détecter des objets dont la grandeur est de l'ordre du mètre,

sans être influencées par les goûtes de pluie. Ces derniers peuvent en revanche perturber la détection effectuée par des ondes millimétriques.

III.1.12. Interaction avec la matière

Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un échantillon de matériau, elle est absorbée de façon préférentielle à certaines fréquences : les résonances du matériau. Dans la bande des hyperfréquences, les résonances observées sont liées à la composition moléculaire des matériaux étudiés. On fait usage de cet effet en chimie et en physique.

Plus particulièrement, l'eau absorbe fortement toutes les hyperfréquences, propriété qui a permis le chauffage par microondes, employé pour la cuisson d'aliments, le séchage et le traitement thermique de nombreux matériaux, la détection et la mesure de l'humidité contenue dans les matériaux, le traitement médical de nombreux malades par diathermie.

III.1.13. Rayonnement non ionisant

L'énergie de cohésion moléculaire est supérieure de plusieurs ordres de grandeur à l'énergie d'un photon de rayonnement hyperfréquences. Par conséquent, un tel photon *ne peut pas modifier une liaison chimique* en induisant un effet photoélectrique. Le rayonnement des hyperfréquences est donc *non ionisant*. À des fréquences plus élevées, au contraire, un photon a suffisamment d'énergie pour extraire un électron et produire une ionisation : bande visible, ultraviolet, rayon X et gamma.

III.1.14. Fréquences stables d'oscillations

Les oscillateurs atomiques les plus stables connus, respectivement l'hydrogène, le césium et le rubidium, ont toutes leurs fréquences d'oscillation dans les bandes des hyperfréquences. Il en résulte que les horloges atomiques de haute précision et les étalons de fréquence font usage hyperfréquences.

Les équipements hyperfréquences [02] [04] [03] [07] [14]

III.1.15. Générateur et amplificateur

On constate en pratique que la puissance de sortie et le rendement d'un amplificateur à composants électroniques décroissent avec la fréquence. Il en résulte qu'au-delà d'une certaine fréquence limite, un amplificateur n'a plus de gain. Ceci est dû aux effets combinés du temps de transit et des réactances parasites.

La miniaturisation des composants semi-conducteurs (transistors MESFET) a permis d'étendre la fréquence utilisable jusqu'à 10 GHz, voire 20 GHz, toutefois l'amplification reste relativement modeste.

Pour remédier ces problèmes, on a dû faire recourt à d'autres méthodes utilisant des composants hyperfréquences qui sont le magnétron, le klystron et le tube à onde progressive.

Le magnétron

Le magnétron est capable de fournir une puissance considérable avec un rendement élevé. Des puissances d'impulsion de plusieurs centaines de kW à plusieurs MW sont fournies en régime pulsé. Cependant, le signal fourni n'a pas une grande pureté spectrale et peut présenter des instabilités et des oscillations parasites.

Tube à Ondes Progressives : TOP

La fonction d'amplification peut être réalisée par l'interaction entre l'onde lente et une onde progressive. On obtient ainsi un Tube à Onde Progressive (TOP).

L'avantage de l'utilisation d'un amplificateur à TOP est sa largeur de bande passante allant jusqu'à une décennie. Il est fréquemment utilisé en télécommunications, notamment pour les satellites.

Le klystron

Le klystron joue un rôle d'amplificateur aussi bien qu'oscillateur en hyperfréquence. Le schéma d'un amplificateur à klystron utilisant la modulation de vitesse est représenté à la figure ci dessous. Son principe de fonctionnement est le suivant :

- un faisceau d'électrons est émis par une cathode chauffée, focalisé par des électrodes, puis accéléré par une tension d'accélération continue. Dans la première partie du tube, tous les électrons se déplacent à la même vitesse ;
- puis le faisceau traverse l'ouverture d'une cavité résonnante annulaire. Le mode de résonance de cette cavité est choisi tel que son champ électrique ait une composante longitudinale agissant sur le faisceau. Selon le moment où ils traversent la cavité, certains électrons sont accélérés, d'autres ralentis. On dit que leur vitesse est modulée en traversant la cavité ;
- le faisceau traverse ensuite une zone de dérive. A l'absence de champs important, chaque électron garde la vitesse qu'il avait à la sortie de la cavité. Les électrons accélérés rattrapent ceux plus lents : il y a formation de paquet comme on peut le voir dans le diagramme d'Applegate (*figure III.2*). Ce diagramme représente la position d'électron particulier en fonction du temps.

Dans la zone de dérive la modulation de vitesse produit peu à peu une modulation de débit du faisceau d'électron ;

- à une distance d de la cavité modulante, le phénomène de formation de paquets atteint un maximum. Une seconde cavité accordée à la même fréquence que la première, est excitée par le courant d'électrons, qui est à ce niveau modulé en amplitude ;
- les électrons sont ensuite captés par le collecteur.

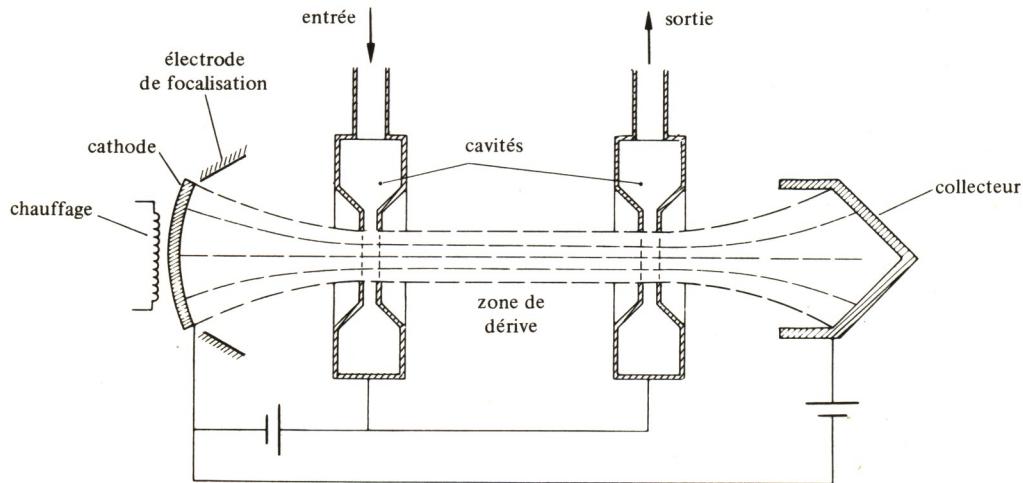


Figure III.1 Klystron amplificateur à deux cavités.

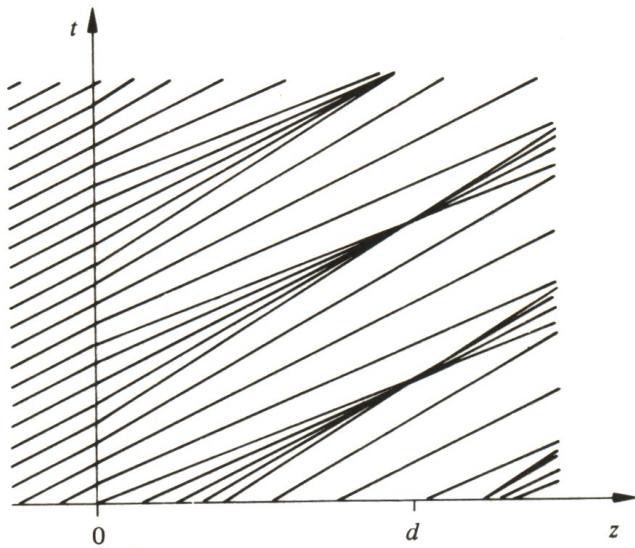


Figure III.2 Diagramme d'Applegate.

III.1.16. L'antennes utilisées en hyperfréquence

La dimension d'une antenne ait le même ordre de grandeur que la longueur d'onde utilisée. Dans le domaine d'hyperfréquence, la taille des antennes utilisées est donc relativement petite mais le souci de capter un maximum de puissance oblige à agir sur la géométrie la dimension même de l'antenne. Ainsi, des nombreux types d'antennes sont utilisés, selon le cas de transmission à réaliser, mais pour les transmissions utilisant des faisceaux c'est l'antenne à réflecteur parabolique qui est le mieux adaptée.

Antennes à réflecteur parabolique

L'antenne à réflecteur parabolique présente plusieurs diversités selon la géométrie de sa fabrication. Leur surface est une portion de paraboloïde dont le foyer est occupé par la source rayonnante, généralement une antenne cornet, à l'extrémité d'un guide d'ondes. L'onde sphérique issue du cornet est ainsi transformée en une onde plane.

Suivant la position relative du cornet et du réflecteur, et la solution adoptée pour le raccordement du guide d'ondes, plusieurs types d'antennes ont été proposés (*figure III.3*). Ils se distinguent par leur encombrement et certaines propriétés de rayonnement (importance des lobes secondaires).

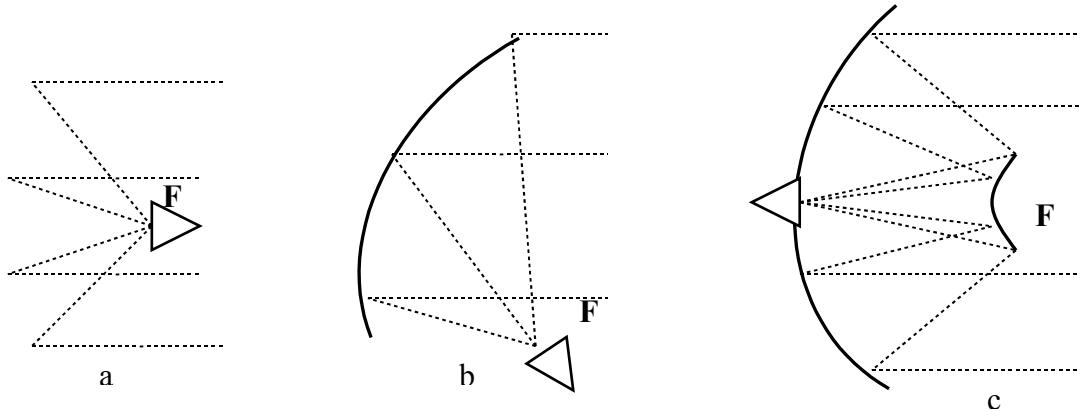


Figure III.3. Division, nomenclature et attribution des hyperfréquences

Exemples d'antennes à réflecteur parabolique. a: antenne parabolique ; b : antenne offset et c : antenne Cassegrain

F = foyer du paraboloïde

Le gain g d'une telle antenne se calcule à partir de sa surface effective A_e , elle-même proportionnelle à la surface A de l'ouverture de l'antenne mesurée perpendiculairement au rayonnement.

$$g = \eta \frac{4\pi}{\lambda^2} A \quad (2.1)$$

Avec η est un rendement voisin de 0,5 à 0,6 dans la plupart de cas

Le choix d'un type d'antennes et de leurs dimensions dépend :

- du gain nécessaire pour ramener l'affaiblissement de la liaison à une valeur acceptable (planification en fonction de la distance et de la fréquence) ;
- de la directivité indispensable pour éviter les interférences entre faisceaux voisins et les réflexions indésirables ;
- des fréquences porteuses envisagées

Antenne multi bandes

Actuellement, on fait recours à des antennes multi bandes pour résoudre le problème de saturation de pylône (cas de faisceau hertzien) et pour pouvoir transmettre plusieurs plan de fréquence avec une seule antenne. L'antenne tri bande représentée à la figure ci-dessous en est un exemple. Elle est composée :

- un réflecteur principal paraboloïde de 3,6 m de diamètre ;
- une source à 6 ; 7 GHz placée au foyer du réflecteur principal (1);
- une source à 11 GHz intégrée à une géométrie de type Cassegrain (2) ;
- un réflecteur secondaire transparent pour les bandes 6-7 GHz et réfléchissant pour la bande 11 GHz.

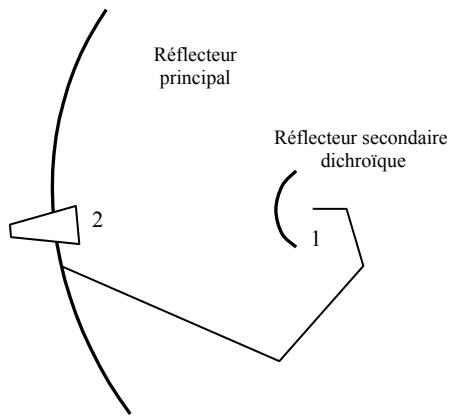


Figure III.4. Antenne tri bande

Rémarque :

L'utilisation de ces types d'antenne pour les communications par ondes guidés procure des avantages grâce à la possibilité d'avoir une ouverture de faisceau très fine (quelques minutes). On peut éviter, par exemple, l'interférence entre faisceaux voisins ; la densité surfacique de puissance à la réception est encore appréciable, malgré la distance, grâce à la concentration élevée dans l'axe privilégié.

Mais le problème de pointage devient de plus en plus difficile au fur et à mesure que l'ouverture est petite, surtout pour la transmission par satellite où la distance est très élevée. L'une des solutions utiles pour ce problème de pointage est exposée dans notre simulation au *chapitre VIII*.

Conclusion

L'ensemble des propriétés énumérées dans les paragraphes précédents fait des hyperfréquences un domaine privilégié pour des nombreuses applications telles les télécommunications spatiales et le radar, mais aussi le chauffage. Pour d'autres, les hyperfréquences présentent le meilleur compromis possible entre différentes contraintes à respecter lors de l'établissement d'une liaison à longue distance. Certes, les hyperfréquences sont abondamment utilisées en télécommunications, le plus souvent pour des transmissions dirigées dans l'espace libre, d'une antenne d'émission à une antenne de réception. On parle de faisceau hertzien lorsque les deux stations sont situées au sol, et des transmissions par satellites si la liaison entre deux stations terriennes passe par l'intermédiaire d'un répéteur placé dans l'espace.

La réflexion sur un obstacle et la directivité des hyperfréquences sont aussi exploitées pour le radar du fait qu'il utilise un faisceau d'ondes électromagnétiques pour balayer l'espace à surveiller. De même, la propriété de microonde qui permet d'échauffer la matière est exploitée en médecine et pour la cuisine.

Certaines de ces applications ne seraient pas réalisables sans hyperfréquences. Les descriptions plus détaillées des principaux domaines d'application sont données aux chapitres suivants.

Chap **CHAPITRE IV : FAISCEAU HERTZIEN**

Idée directrice et rappels historiques [02] [08] [13]

A l'origine, c'est aux ondes dirigées que l'on pensait pour les télécommunications de point à point et c'est ainsi que naquit le projet de réaliser des faisceaux Hertziens.

Il est connu depuis longtemps que la directivité du rayonnement est d'autant plus marquée que la longueur d'onde est courte, les ondes centimétrique et millimétrique (microonde) apparaissent d'abord comme optimales pour cette application, leur comportement quasi optique répondant presque exactement aux besoins.

Un autre aspect est qu'à de courtes longueurs d'ondes correspondent des fréquences très élevées et que la bande passante naturelle des circuits est une fraction de l'ordre de 5 à 20 % de ces fréquences, ce qui permet la transmission de larges bandes d'information.

Principe et structure [08] [13]

IV.1.1. Principe du faisceau hertzien

Un faisceau hertzien est un système de transmission entre deux points fixes, par ondes radioélectriques très fortement concentrées à l'aide d'antennes directives. Il transmet selon le cas des conversations téléphoniques groupées en un multiplex fréquentiel ou temporel ; des programmes de télévision ainsi que des données.

IV.1.2. Structure du système

Pour le faisceau hertzien, les deux sens de transmission sont portés par des fréquences différentes. Les antennes sont généralement communes aux deux sens, ainsi une liaison permet d'établir une conversation bidirectionnelle entre deux points.

La structure générale d'une liaison par faisceau hertzien (analogique ou numérique) est donnée, sous une forme simplifiée, à la figure ci-dessous.

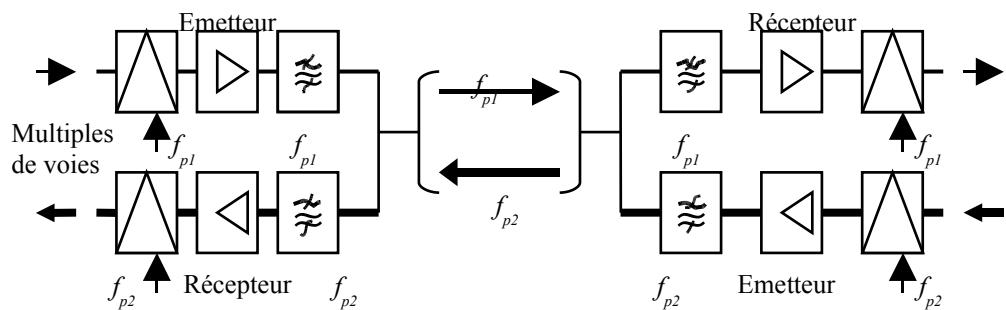


Fig.IV.1. Structure d'un faisceau hertzien (un bond)

Les types de liaison [08] [13]

Pour les faisceaux hertziens, deux types de liaison peuvent être réalisés:

- liaison transhorizon
- liaison en visibilité directe

IV.1.3. *Liaison transhorizon*

Elle utilise la réflexion et la diffusion troposphérique (*figure IV.2*). Elle est employée depuis plusieurs dizaines d'année pour établir des communications au-delà de l'horizon ; sur des distance de plusieurs centaines de kilomètres ; au dessus des régions hostiles ou simplement au dessus de la mer. Actuellement, elle est supplantée par les câbles sous marins et les satellites du fait de sa qualité de liaison qui varie avec la fluctuation des couches atmosphériques.

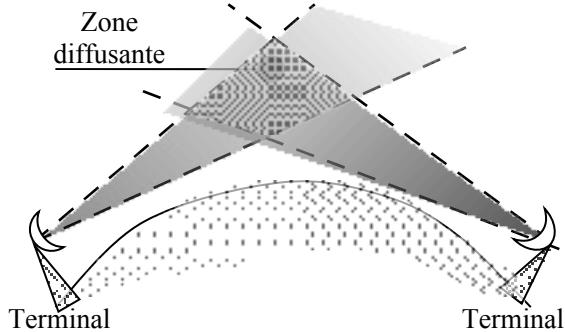


Fig.IV.2. Liaison transhorizon

IV.1.4. *Liaison en visibilité directe*

On établie une liaison en visibilité directe entre antennes placées sur des points hauts (tours hertziens, montagnes) (*figure IV.3*). Du fait de la courbure terrestre, la distance entre deux stations (émettrice et réceptrice) est limitée d'environ 50 Km dans le souci d'obtenir un affaiblissement moindre.

Dans toute la suite, nous parlerons seulement des FH en vue directe.

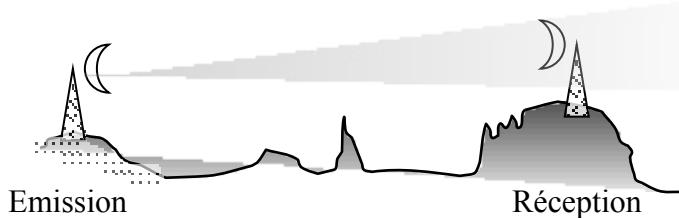


Fig.IV.3. Liaison en visibilité directe

Le trajet hertzien entre un émetteur et un récepteur constitue un bond. Les conditions de propagation (distance, visibilité) obligent souvent à diviser une liaison en plusieurs bonds séparés par des stations relais qui reçoivent le signal hyperfréquence, l'amplifient et le réémettent, généralement avec une autre porteuse, en direction de la station suivante. Ces stations relais

(répéteurs) sont parfois alimentées par des batteries, qui peuvent être rechargées à l'aide de capteurs solaires.

Relais hertzien [08] [13]

Un faisceau Hertzien est constitué de stations terminales et de stations relais. Concernant ce dernier type, en général le plus rependu, la fonction des sous ensembles répétitifs affectés à ces stations leur a fait donner le nom de répéteur, par extension de la notion qui existait déjà pour les câbles métalliques.

IV.1.5. Rôle du répéteur Hertzien

Il ressort de la figure (répéteur) que le répéteur Hertzien doit à chaque instant compenser l'affaiblissement de propagation du bond radioélectrique et rétablir le niveau du signal d'émission (amplification), et changer la fréquence, par exemple recevoir à la fréquence f et réémettre à la fréquence f' .

L'amplification du répéteur hertzien est limitée par la puissance d'émission P'_e (0,1 à 10W) et le niveau de bruit de fond ramené à l'entrée du récepteur, calculable à partir du facteur de bruit F , de la bande passante B et du produit de la constante de Boltzmann k par la température normalisée $T = 290$ K. Ainsi le gain maximal à réaliser est donné par :

$$g = \frac{P'_e}{FkTB} \quad (4.1)$$

avec : $kT = - 204$ dBW/Hz = - 174 dBm/Hz

$$G_{\max}(\text{dB}) = 10 \lg g$$

IV.1.6. Différents types de répéteurs

La majorité de l'amplificateur est en général obtenue en fréquence intermédiaire (FI), la partie réceptrice du répéteur étant du type superhétérodyne. Quand à l'émission, différents schémas sont utilisables.

Répéteur à rémodulation

Le schéma de principe est donné à la *figure IV.4*

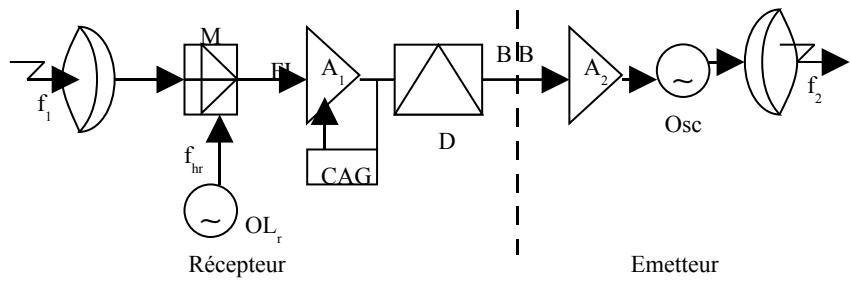


Fig.IV.4. Récepteur à rémodulation

A_1 : amplificateur à fréquence intermédiaire FI

A_2 : amplificateur en bande de base

CAG : commande automatique de gain

D : démodulateur de fréquence

f_{hr} : fréquence hétérodyne de réception

M : mélangeur

Osc : oscillateur SHF modulable en fréquence

OL_r : oscillateur local de réception

Répéteur hétérodyne

Il diffère du précédent par l'usage d'une conversion FI/SHF à fort niveau (figure IV.5)

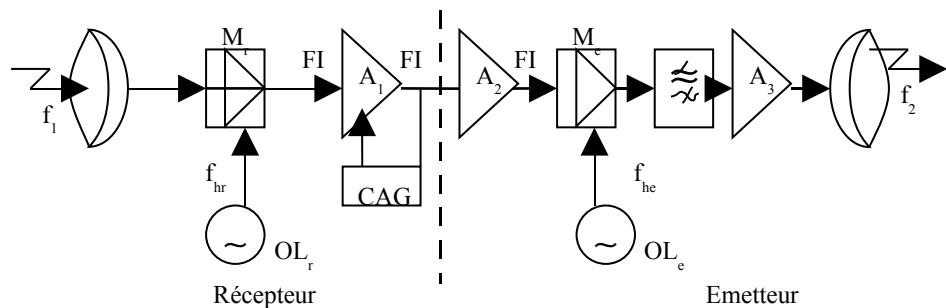


Fig.IV.5. Récepteur à hétérodyne

A_3 : amplificateur SHF

D : démodulateur de fréquence

f_{he} : fréquence hétérodyne d'émission

M_e : mélangeur d'émission

OL_e : oscillateur local d'émission

Les choix des fréquences hétérodynes f_h permet de réaliser le changement de fréquence de f_1 à f_2 .

Exemple : $f_1 - f_{hr} = FI$

$$f_{he} + FI = f_2$$

Répéteur à amplification directe

L'amplification est obtenue directement en SHF. Dans ce cas, il n'y a qu'une transposition de fréquence f_t de façon que $f_1 - f_2$ ou $f_2 - f_1 = f_t$ (ordre de grandeur 200 à 500 MHz). Le gain est commandé par la commande automatique de gain CAG lorsque l'affaiblissement de propagation varie.

IV.1.7. Différents types de terminaux

Emetteur terminal à modulation directe en hyperfréquence : on peut le déduire de la *figure IV.4*, il s'agit de la partie repérée comme émetteur attaqué directement en bande de base.

Emetteur terminal hétérodyne à mélangeur d'émission (up converter) : on peut le déduire de la *figure IV.5*, il s'agit de la partie repérée comme émetteur attaqué en fréquence intermédiaire FI. Dans ce cas, il est fait usage d'un modulateur de fréquence réalisé en fréquence intermédiaire (70 ou 140 MHz) et attaqué en bande de base.

Récepteur terminal hétérodyne à mélangeur de réception (down converter) : on peut le déduire de la *figure IV.5*, il s'agit de la partie repérée comme récepteur et qui délivre le spectre de modulation de fréquence en fréquence intermédiaire FI ; Il doit être complété par un démodulateur de fréquence réalisé en fréquence intermédiaire restituant la bande de base.

Utilisation de miroirs passifs. [08] [13]

Dans certains cas, au lieu de placer des répéteurs actifs dans les lieux en visibilité, on préfère placer des miroirs passifs, profitant du comportement quasi optique des micro-ondes. La figure montre quelques configurations. On distingue les cas principaux suivants :

- en champ proche (*figure IV a*)
- en champ lointain (*figure IV b et c*)

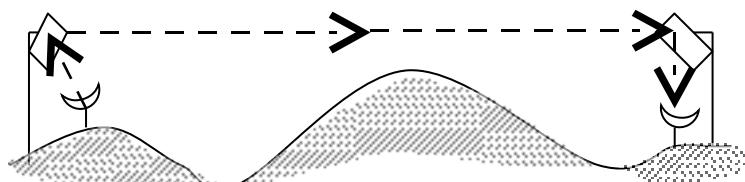


Fig. IV.6. a. Miroir en champ proche

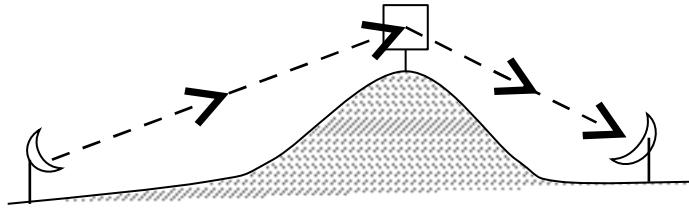


Fig.IV.6.b. Miroir en champ lointain (premier type)

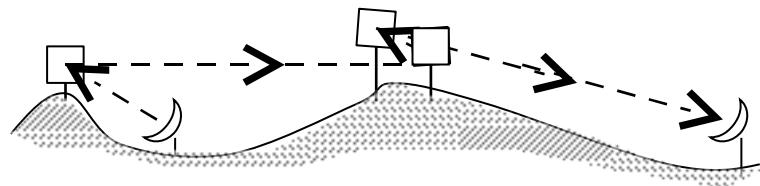


Fig.IV.6.c. Miroir en champ lointain (second type)

Dans le cas **a** appelé encore périscope, la distance entre les paraboles placées au sol et les réflecteurs au sommet des pylônes est de l'ordre de grandeur de la distance de Rayleigh qui est donnée par :

$$d_r = \frac{D^2}{2\lambda}$$

(4.2)

avec D diamètre de la parabole qui est sol.

D'une manière générale, cet arrangement fonctionne d'autant mieux que la fréquence est élevée, il ne guère utilisable au dessous de 4 GHz. Son avantage principal est la suppression de la guide liaison aux antennes classiquement placées au sommet des pylônes (100 à 200m), ce qui entraîne une diminution des pertes d'environ 10 dB vers 6 à 7 GHz.

Quand aux configurations des figures b et c, elles ne sont utilisables que lorsque la distance entre réflecteurs n'excède pas quelques kilomètres, car l'affaiblissement en espace libre est trop important.

Choix des fréquences porteuses [08] [13]

Le domaine des faisceaux hertziens s'étend de 250 MHz à environ 22 GHz. Dans ce domaine, seules certaines bandes de fréquences bien définies ont été attribuées aux faisceaux hertziens terrestres. La partie inférieure du domaine n'offre que des bandes relativement étroites et ne convient qu'à de faible capacité. La plupart des faisceaux hertziens se situent au dessus de 1,7 GHz. Toutefois, à partir de 12 GHz, l'absorption due à la pluie conduit à un affaiblissement

croissant. Ce domaine ne convient pratiquement qu'à des faisceaux numériques. Par convention internationale (CCIR), les bandes attribuées ont été divisées en canaux radioélectriques adjacents. Le choix des canaux pour les deux sens de transmission de chaque bond de faisceau hertzien dans un réseau dense (plan de fréquence) est une opération délicate qui doit tenir compte

- des couplages parasites possibles entre antennes situées sur le même support ;
- d'interférence entre faisceaux voisins dues à l'imparfaite directivité des antennes ;
- de la sélectivité des récepteurs ;
- de la possibilité d'alterner les polarisations (horizontale ou verticale) dans des canaux adjacents ;
- d'un souci d'utilisation optimale du domaine fréquentiel disponible.

De plus, lors de l'établissement d'un faisceau hertzien, il faut éviter des interférences possibles entre sections (bonds) consécutives. On fait usage pour cela de fréquences porteuses différentes sur des sections adjacentes.

Règles d'utilisation du spectre attribué aux faisceaux Hertziens [08]

Pour satisfaire à cet objectif, l'expérience à montré qu'il fallait s'attacher à réutiliser intensément les mêmes fréquences porteuses, en planifiant le plus tôt possible leur affectation par zone géographique.

La principale contrainte est qu'en un même lieu, il n'est pas possible d'émettre et de recevoir en permanence sur une même fréquence. Par contre, la directivité des antennes micro-onde permet de réutiliser une même fréquence dans plusieurs directions à condition qu'elle soit affectée à l'émission, soit à la réception (*fig IV.7*)

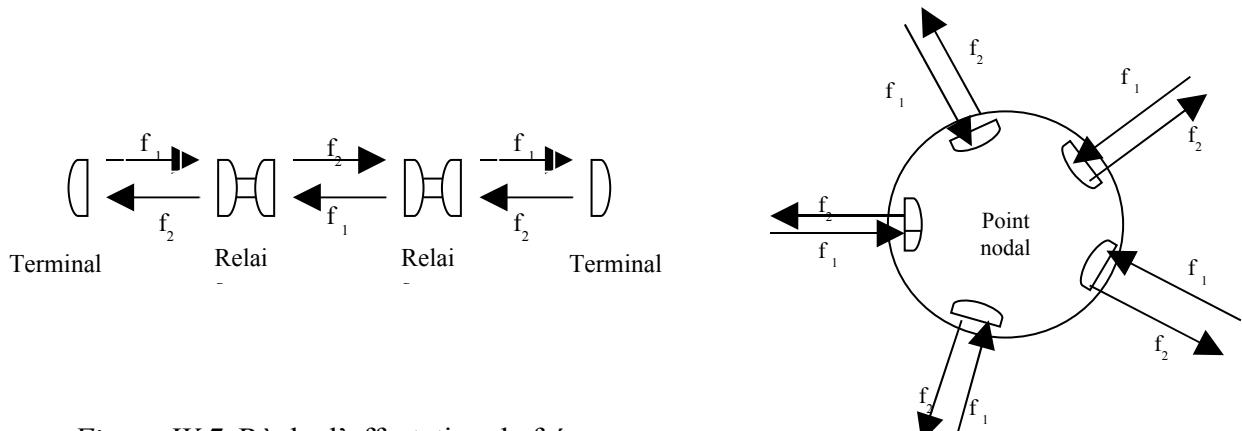


Figure IV.7. Règle d'affectation de fréquence

De plus, la rotundité de la terre constitue un écran efficace, à l'absence d'anomalie de propagation, pour éviter le brouillage lorsque l'on utilise les mêmes fréquences un bond sur deux (fig IV.7).

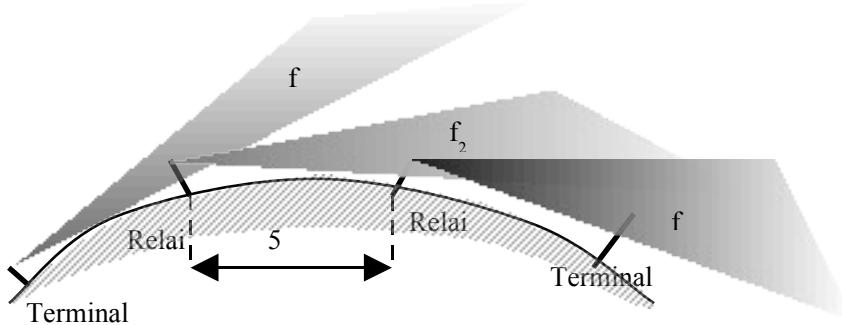


Figure IV.8. Affectation de fréquence à un bond sur deux

A signaler aussi les avantages que procure l'utilisation de polarisations alternées (H et V) pour deux canaux adjacents dans la bande d'émission ainsi que réception.

Dégagement du trajet [01] [13]

On considère que la transmission se fait dans des conditions optimales :

- si le premier ellipsoïde de Fresnel est libre de tout obstacle ;
- et si la directivité des antennes est telle que d'éventuelles causes de réflexions (plan d'eau notamment) en dehors de ce ellipsoïde n'aient que des effets négligeables.

Pour s'en assurer, un profil du terrain entre les deux stations est établi, compte tenu de la courbure terrestre corrigée (R'), et l'ellipsoïde correspondant à la fréquence utilisée y est reporté (fig IV.9). La hauteur des supports d'antennes est déterminée de façon à éviter que l'ellipsoïde ne touche le sol ou d'autres obstacles (arbres, bâtiment, etc).

Remarquons que la flèche y due à la courbure terrestre est proportionnelle au carré de la distance l :

$$y = \frac{l^2}{8R'} \quad (4.3)$$

La hauteur h minimale des antennes au dessus du sol en terrain plat est la somme de la flèche y et du rayon ρ de l'ellipsoïde.

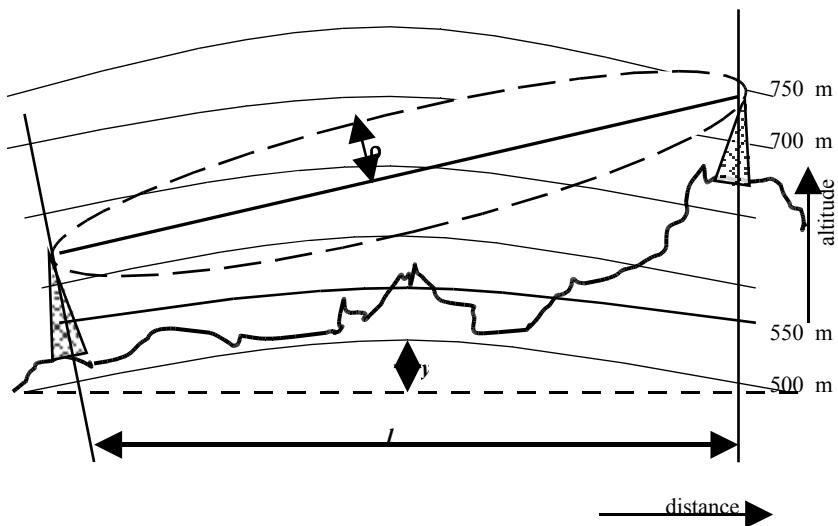


Figure IV.9. Profil du terrain et premier ellipsoïde de Fresnel

Evanouissement et bruit multiplicatif [08] [13]

Malgré les précautions prises pour que le trajet soit dégagé, il arrive fréquemment que des inhomogénéités passagères de l'atmosphère (couches à températures différentes) soient la cause de réflexions partielles et d'une propagation par trajet multiples. D'autres causes peuvent aussi conduire à d'importantes augmentations momentanées de l'affaiblissement d'un bond, notamment :

- une variation de l'indice de réfraction atmosphérique et de son gradient, modifiant la courbure du faisceau et, par conséquent, le pointage optimal des antennes ;
- une absorption en cours de trajet, due à des fortes précipitations (surtout sensible aux fréquences très élevées).

Antennes utilisées en Faisceau Hertzien [03] [07] [08]

Les faisceaux hertziens terrestres sont dotés d'*antennes à réflecteur parabolique*. Leur surface est une portion de paraboloïde dont le foyer est occupé par la source rayonnante, généralement une antenne cornet, à l'extrémité d'un guide d'ondes. L'onde sphérique issue du cornet est ainsi transformée en une onde plane.

Pour les faisceaux hertziens, c'est l'étroitesse du lobe principale concomitante d'un gain élevé qui limite le gain utilisable si l'on tient compte de la stabilité angulaire (torsion) des pylônes ou tours qui supportent les antennes : en pratique, on ne descend guère au dessous de $0,5^\circ$.

Un autre facteur limitatif est la prise au vent, ce qui impose une dimension maximale des surfaces rayonnantes, eu égard à la robustesse des pylônes.

La formation de givre sur l'antenne perturbe sensiblement ses caractéristiques. C'est pourquoi lorsque les conditions climatiques le nécessitent, l'ouverture de l'antenne est protégée par une membrane de polyester ou l'antenne entière est disposée dans une caverne fermée par une paroi de polyuréthane.

Guides d'ondes de liaison entre équipements et antennes [02] [07]

Pour relier les équipements aux antennes, on utilise principalement :

- les guides rectangulaires en mode TE_{10} lorsque les longueurs ne sont pas trop grande: quelques dizaines de mètres.
- Un ordre de grandeur de pertes est de 5×10^{-2} dB/m à 4 GHz, les pertes augmentent avec la fréquence ;
- les guides elliptiques semi souples en mode TE_{11} faciles à installer car il peuvent épouser de trajets relativement tortueux ; les longueurs peuvent atteindre 100 à 200 m par bond radioélectrique.
- Un ordre de grandeur de pertes est de $2,8 \times 10^{-2}$ dB/m à 4GHz ;
- les guides circulaires en mode TE_{11} qui peuvent véhiculer simultanément deux polarisations mais qui sont difficiles à installer ; les longueurs peuvent atteindre une centaine de mètres par bond radioélectrique.

Un ordre de grandeur de pertes est de $1,2 \times 10^{-2}$ dB/m à 4GHz ; elles diminuent à 6 GHz à $0,9 \times 10^{-2}$ dB/m lorsque le guide est surdimensionné pour cette fréquence.

Faisceaux hertziens numériques [07]

IV.1.8. Objectif et planification

Un faisceau hertzien numérique est caractérisé essentiellement par le *débit binaire* D qu'il convoie. En raison de l'encombrement du domaine radioélectrique et du danger d'interférences entre faisceaux voisins, il est essentiel de n'utiliser qu'une *largeur de bande minimum* pour transmettre ce débit. Or la bande nécessaire pour un système numérique n'est pas étroite a priori. Il faut donc choisir une modulation favorable à ce point de vue. En effet, pour une transmission numérique, le principal critère de qualité est la *probabilité d'erreur par moment* ϵ qui dépend :

- du type de modulation ;
- des perturbations additives (bruit) et multiplicatives (évanouissement) ;
- de l'interférence entre moments (distorsions des signaux).

Les évanouissements sélectifs sont aussi la cause de distorsions et d'interférences de nature aléatoire. Pour éviter l'accumulation de ces distorsions et des effets des perturbations, une régénération a lieu après chaque bond.

IV.1.9. Type de modulation utilisée en FHN

La modulation qui transpose l'information numérique de sa bande de base vers les hyperfréquences où se situe la porteuse d'émission, doit satisfaire aux critères d'économie spectrale et d'insensibilité aux perturbations énoncés précédemment.

La modulation par déplacement de phase PSK est particulièrement favorable en raison de :

- la probabilité d'erreur qu'elle produit en présence d'un rapport signal sur bruit ;
- la possibilité de réaliser une transmission m-aire, ce qui diminue le débit de moment

$$M = D / l b m ;$$

- la largeur de bande relativement modeste qu'elle exige.

On utilise le plus souvent la forme DPSK pour des débits jusqu'à 140 Mbps, avec $m = 2, 4$ ou 8 phase. D'autres variantes de modulations PSK et FSK ont été proposées pour les faisceaux hertziens numériques, toujours dans le but d'optimiser simultanément la largeur de bande et la probabilité d'erreur.

IV.1.10. Largeur de bande nécessaire

Il n'existe pas de relation directe entre le débit binaire D à transmettre et la largeur de bande secondaire B_2 nécessaire pour cette transmission par faisceau hertzien en modulation PSK, tant il est vrai que le rapport B_2/D peut être modifié par le choix de valeurs m par moment. L'élément déterminant pour l'évaluation de B_2 est donc le débit de moments M .

$$B_{2 \text{ PSK}} \approx 1,6 M$$

Faisceaux hertziens analogiques [07]

IV.1.11. Hypsogramme d'un bond

L'évolution du niveau le long de la liaison est donnée par l'hypsogramme représenté à la figure ci-dessous.

L'affaiblissement idéal de la liaison est $A = A_{\text{iso}} - G_E - G_R$. Mais pour tenir compte des évanouissements, il faut majorer l'affaiblissement A d'une marge de sécurité d'environ 6 dB.

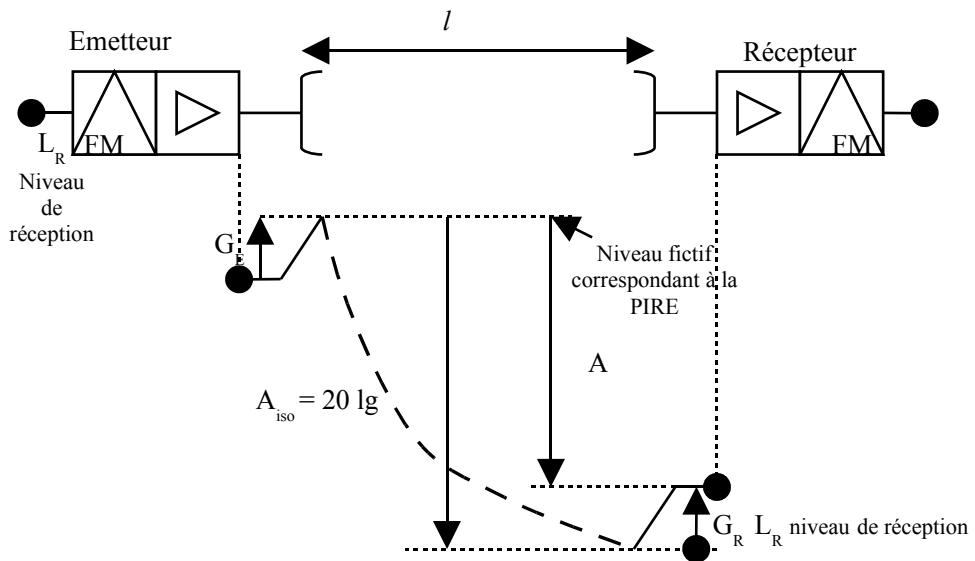


Figure IV.10. Hypsogramme d'un bond

G_E : gain de l'antenne d'émission

G_R : gain de l'antenne de réception

A_{iso} est l'affaiblissement que l'on aurait entre deux antennes isotropes en espace libre dans un milieu sans perte.

IV.1.12. Techniques mises en jeu dans les faisceaux hertziens analogiques

Choix d'un type de modulation

On utilise généralement, pour les faisceaux hertziens analogiques, une modulation angulaire (FM/PM). Ce choix est justifier par le fait que la modulation de fréquence par discrimination précédée par un limiteur a la propriété de convertir l'excursion de fréquence en tension bande de base avec une sensibilité assez largement indépendante du niveau d'entrée du démodulateur, ce qui permet d'affirmer que l'équivalent de transmission en modulation de fréquence est indépendant en première approximation des fluctuations de l'affaiblissement de propagation.

La modulation de fréquence est une modulation à enveloppe constante, spécificité qui résout les difficultés qui pourraient surgir à propos du non linéarité amplitude/amplitude ou de la conversion amplitude/phase des amplificateurs de puissance fonctionnant en hyperfréquence.

En plus, la largeur de bande requise par cette modulation est disponible dans le domaine des hyperfréquences.

Amplificateur

On peut retenir, pour les faisceaux hertziens en visibilité, un affaiblissement entre accès des antennes compris entre 50 et 110 dB et, pour les faisceaux hertziens transhorizon, entre 140 et 180 dB.

L'amplificateur du répéteur hertzien doit donc compenser ces affaiblissements à chaque instant, malgré leur évolution permanent, ce qui implique une commande automatique de gain (CAG)

a - Amplification en fréquence intermédiaire (FI)

L'amplificateur à fréquence intermédiaire est constitué d'étage d'amplification réalisé à partir de doublets à transistor pouvant indifféremment être utilisés à 70MHz plus ou moins 20MHz et à 140MHz plus ou moins 20MHz ; d'atténuateurs variables à diode PIN qui peuvent être commandés par la tension de commande automatique de gain.

b - Amplification en hyperfréquence (SHF)

L'amplification en SHF est basée sur l'utilisation des tubes ou des transistors fonctionnant en haute fréquence. Ces tubes sont les tubes à ondes progressives (TOP) et les klystrons. Et pour les transistors, les plus utilisés sont les transistors au silicium bipolaires, pouvant fonctionner au moins jusqu'à 4GHz en classe A à faible niveau et en classe C à fort niveau ; les transistors à effet de champ et à l'arséniure de gallium, utilisé jusqu'à 30 à 40 GHz en classe A.

Changement de fréquence

Il ressort principalement deux catégories de besoins qui correspondent à des translations du spectre de modulation suivant l'axe des fréquences :

- changement de fréquence par abaissement SHF en FI, nécessaire en réception ;
- changement de fréquence par élévation de FI en SHF nécessaire en émission

Les principaux problèmes concernent les réponses indésirables des mélangeurs de réception (fréquences images) ou encore les fréquences non essentielles générées dans le mélangeur d'émission (non linéarité, désadaptation à la fréquence hétérodyne, etc.)

Filtrage et branchements de plusieurs canaux hertziens sur des antennes communes

Le filtrage à pour but de protéger les canaux de brouilleurs voisins en fréquence, ou encore d'atténuer fortement les fréquences non essentielles créées par les changements de fréquence (résidus d'hétérodynes, fréquences images, ..) pour n'est pas brouiller les canaux adjacents ou les autres utilisateurs des hyperfréquences. Le filtrage est obtenu à l'aide de filtre en hyperfréquence (SHF)

Conclusion

Le faisceau hertzien est très simple à installer, excepté des problèmes liés au dégagement du faisceau, et plus économique (par rapport aux câbles et fibre optique) en raison de la distance considérable qui sépare deux répéteurs (50 Km). Mais son installation devient impossible si le terrain qui sépare les deux stations (émetteur - récepteur) est constitué des montagnes très accidentés, ou une vaste étendue d'eau (océan). Pour contourner ce problème, on a adopté une extension qui utilise un répéteur placé dans l'espace (satellite).

Chap CHAPITRE V : SONS PAR SATELLITE

Développement des communications par satellite [02] [06] [07] [12]

Dès le début des télécommunications, la traversée des océans a exercé une fascination technique et représenté un défi économique. Plusieurs solutions ont jalonné cette aventure (comme l'utilisation de câble télégraphique transatlantique depuis 1858), mais la dernière en date étant le recours à un satellite artificiel comme relais hertzien.

Au début des années 60, le satellite n'était qu'un objet purement passif, une grande sphère réfléchissante se déplaçant dans le ciel. Sa seule fonction était de réfléchir l'énergie reçue, mais les résultats obtenus furent médiocres et l'idée fut abandonnée.

Les satellites qu'on utilise actuellement sont toujours de types actifs. Ils se comportent comme des véritables relais hertzien dans le ciel. Le premier satellite actif (Telstar I) a été lancé en 1961, c'était un satellite à défilement, se déplaçant sur des orbites basses, caractérisés par une vitesse de passage relativement grande et une durée de visibilité faible. Ce n'était qu'en 1965 que le premier satellite géostationnaire (Early Bird d'INTELSAT) est mis en orbite.

Depuis ce temps, les générations de satellites géostationnaires (Intelsat II à Intelsat IX, Symphonie, OTS, etc.) se sont succédé avec des performances croissante (de 240 à 15000 vois).

Choix de l'orbite [06]

L'orbite d'un satellite terrestre est une ellipse dont la Terre se trouve au centre. On distingue, ainsi, trois types d'orbite (Figure V.1.):

- orbite polaire circulaire ;
- orbite elliptique inclinée ;
- et orbite circulaire équatoriale.

V.1.1. Orbite polaire circulaire

C'est la seule orbite permettant d'obtenir une couverture totale de la Terre au moyen d'un seul satellite, mais après plusieurs révolutions. Pour assurer la couverture permanente d'une région, on a besoin d'un certain nombre de satellites. Ce principe présente des inconvénients économique et technique, et n'est donc pas utilisé en télécommunication.

V.1.2. Orbite elliptique inclinée

Cette orbite est caractérisée par un angle d'inclinaison de 63° et une période orbitale de douze heures. Trois satellites synchronisés correctement sur cette orbite peuvent assurer une couverture

non interrompu de la région polaire. Le Soviétique utilise ce type d'orbite pour assurer sa couverture nationale.

V.1.3. *Orbite circulaire équatoriale (géostationnaire)*

Un satellite en orbite circulaire à 36 000 Km a une période de 24 heures, et paraît donc immobile par rapport à un point fixe à la surface de la Terre. Ce satellite est visible depuis un tiers de surface de la Terre, jusqu'au cercle polaire. L'orbite d'un tel satellite est appelée orbite géostationnaire. C'est cette orbite qui est le plus utilisée par les systèmes de télécommunications mondiales.

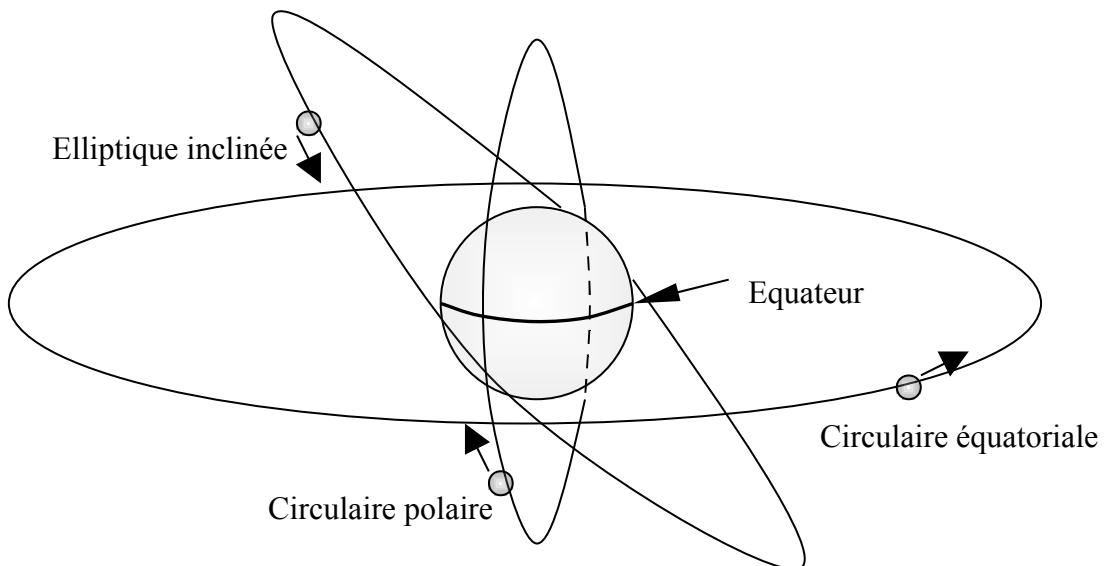


Figure V.1. Les trois types d'orbite

Evaluation des satellites géostationnaires [06]

Les systèmes à satellites géostationnaires offrent des possibilités nouvelles par rapport aux moyens de transmission classiques tels que les câbles coaxiaux terrestres et sous marins ou les faisceaux hertziens. On peut en citer quelques uns :

- En raison de l'altitude élevé d'un satellite géostationnaire, la zone à l'intérieur de laquelle il est visible est très étendue (environ 40 % de la surface de la terre) (figure V.2). Il est possible d'établir des liaisons entre deux points quelconques de cette zone. En particulier on peut choisir des emplacements pour les stations terriennes proche des centre à desservir afin d'éviter de longs prolongement terrestre. En outre avec un nombre limité de satellite (3 en principe) on peut établir un système mondial couvrant la quasi-totalité du globe (à l'exception des zones polaires).

- Dans un système à satellite, la notion de distance entre deux points à relier n'est plus fondamentale ; en effet, le coût d'établissement d'une liaison entre ces deux points est indépendant de la distance qui les sépare. De même, l'établissement des liaisons entre des points séparés par des régions qui poseraient des sérieux problèmes aux moyens terrestres, tels que les océans, les déserts, les chaînes de montagnes s'effectue très aisément par satellite.
- Le satellite géostationnaire n'est plus utilisé comme un câble ou un faisceau hertzien entre deux points seulement mais comme le point nodal d'un réseau de stations terrestres. Cette disposition s'appelle l'accès multiple.
- Un réseau de télécommunications par satellite est du type étoilé, le satellite étant le point nodal. Cela met en évidence la vulnérabilité du réseau en cas de panne du satellite et la nécessité de prévoir des solutions de secours.
- Il est clair que toutes ces caractéristiques permettent une grande souplesse dans le déploiement d'un réseau : une fois le satellite mis en place, l'installation des stations terriennes peut se faire très progressivement en fonction des possibilités et des besoins.

En revanche, les systèmes à satellite présentent un certain nombre d'inconvénients. Les principaux d'entre eux sont l'ampleur des investissements nécessaires et l'impossibilité de dépannage en orbite après le lancement.

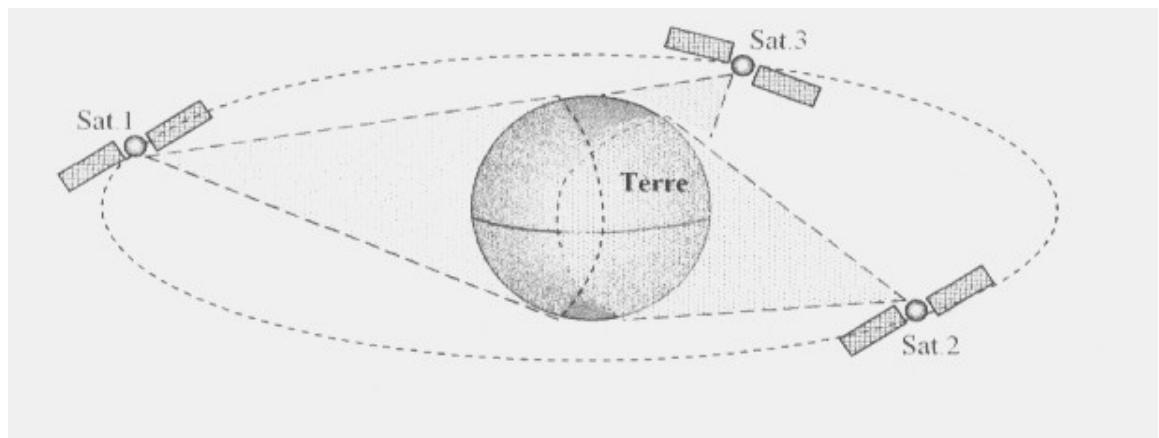


Figure V.2. Couverture mondiale avec trois satellites géostationnaire

Domaine de fréquences [06] [09]

Le choix d'un domaine de fréquences adéquat pour les liaisons par satellite est déterminé par les critères suivants :

- L'ionosphère ne doit pas représenter un obstacle ;

- L'absorption dans la troposphère doit être minimum ;
- Les domaines de fortes perturbations atmosphérique ou cosmiques doivent être évités.

Ces conditions sont remplies aux fréquences comprises entre 2 GHz et 10 GHz. Cette bande est donc appelée « la fenêtre des hyperfréquences ». Les fréquences allouées par le CCIR aux télécommunications par satellites sont situées dans cette bande : 6 / 4 GHz (bande C), à savoir

- $f_{pm} = 5,925$ à $6,425$ GHz pour le trajet montant (Terre - satellite)
- $f_{pd} = 3,700$ à $4,200$ GHz pour le trajet descendant (satellite - Terre)

soit une bande disponible de 500 MHz dans chaque sens.

Mais en raison d'une demande croissante de largeur de bande, on a commencé d'utiliser des fréquences plus élevées :

- 14 / 11 GHz (bande Ku) avec une largeur de bande de 500 MHz
- 30/20 GHz avec une bande disponible de 3 500 MHz, mais des problèmes supplémentaires de technologie et d'affaiblissement atmosphérique apparaissent.

Structure d'une liaison [06] [09] [13]

La structure d'une liaison par satellite est semblable à celle d'un faisceau hertzien terrestre à deux bonds, le satellite jouant le rôle de station-relais (*figure V.3*).

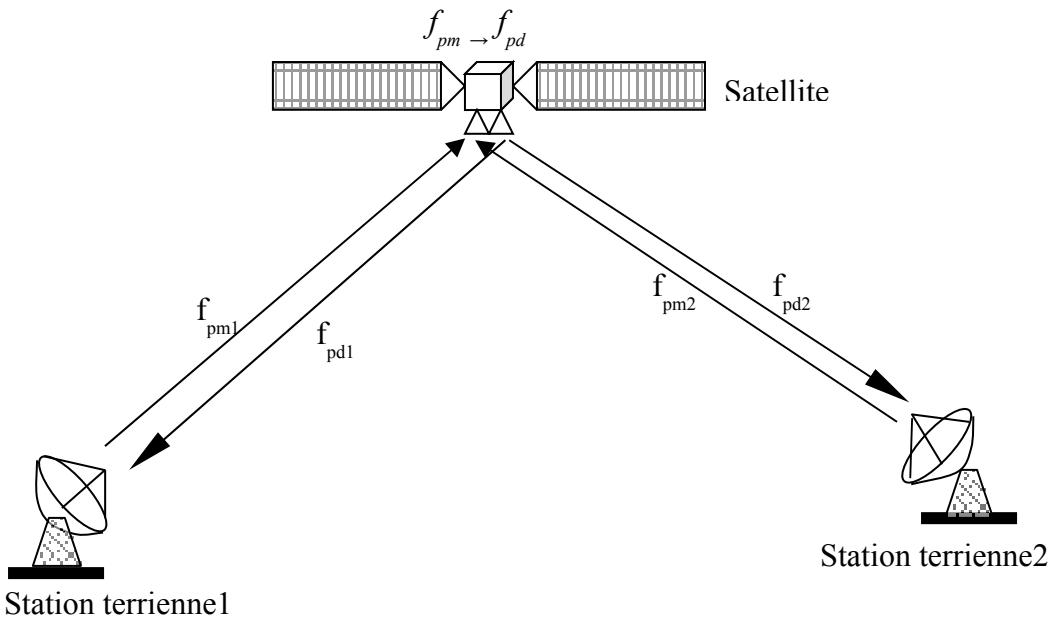


Figure V.3. Structure d'une liaison par satellite

Où f_{pm} : fréquence porteuse du trajet montant
 f_{pd} : fréquence porteuse du trajet descendant

L'information transmise peut être analogique ou numérique, ce qui conduit à différents types de modulation des porteuses :

- transmission analogique : modulation FM avec préaccentuation, comme dans les faisceaux hertziens terrestres ;
- transmission numérique : modulation DPSK, MSK, etc.

Comparaison avec une un faisceau hertzien Terrestre [06] [09] [13]

Par rapport à un faisceau hertzien terrestre, la liaison par satellite est confrontée à des conditions beaucoup plus défavorables :

- la longueur du bond est de 36 000 Km (zénital) à 41 000 Km (élévation minimale de 5°) au lieu d'environ 50 Km ;
- la puissance d'émission à partir du satellite est limitée ;
- l'antenne du satellite a un gain modeste (environ 20 dB) si elle doit couvrir toute la partie visible de la terre.
- En revanche, la liaison par satellite tire parti des circonstances favorables suivantes :
- la marge pour les évanouissements peut être réduite, car la troposphère est traversée obliquement et non horizontalement ;
- une liaison composée par une cinquantaine de bonds en faisceau hertzien est remplacée, en liaison par satellite, par deux bonds seulement.

Planification d'une liaison [06] [09]

V.1.4. Température de bruit du récepteur

A la réception, trois sources de bruit principales perturbent le signal :

- le bruit thermique, essentiellement celui de la résistance d'entrée de l'amplificateur de réception, dont la puissance dépend directement de la température ambiante T_a en ce point et de la largeur de bande ;
- le bruit propre du récepteur exprimé par le facteur de bruit F , ou par sa température de bruit propre ΔT_{NR} ;
- le bruit extérieur capté par l'antenne (bruit cosmique, rayonnement propre de la Terre) dont la contribution en puissance peut aussi être exprimée par une élévation fictive de température ΔT_{NA} , appelée température de bruit de l'antenne. Elle dépend de la fréquence et de l'angle d'élévation de l'antenne sur l'horizon.

Ces trois sources combinent leurs effets par addition de puissance. La puissance totale de bruit PNRx ramenée à l'antenne du récepteur peut être calculée à l'aide d'une température équivalente de bruit T_N du récepteur, obtenue en majorant la température ambiante par la température de bruit propre et celle de l'antenne :

$$P_{NRx} = K_N B \quad (5.1)$$

$$\text{Avec } T_N = T_a + \Delta T_{NR} + \Delta T_{NA}$$

V.1.5. Dimensionnement d'une liaison analogique

L'affaiblissement A de chaque trajet comprend l'affaiblissement en espace libre entre deux antennes isotropes A_{iso} et le gain des antennes (satellite et station terrienne). D'après des calculs faits, pour le trajet maximum (41 200 Km) à 6 et 4 GHz, l'affaiblissement A_{iso} vaut :

$$A_{iso\ m} = 200 \text{ dB pour le trajet montant (6 GHz)}$$

$$A_{iso\ d} = 196 \text{ dB pour le trajet descendant (4 GHz)}$$

Les puissances d'émission sont de l'ordre de quelques centaines de watt dans les stations terriennes, et quelques watts dans le satellite. Pour améliorer la qualité de liaison, les paramètres à optimiser sont :

- le gain des antennes terriennes : en utilisant des réflecteurs paraboliques de très grandes dimensions.
- L'indice de modulation nominale : à choisir aux environs de 0,2, c'est-à-dire à une valeur très grande que dans le faisceau hertzien
- Le niveau de bruit L_{N1} (niveau de bruit dans la largeur de bande primaire d'une voie) : à réduire en utilisant des étages d'entrée à très faible bruit.

V.1.6. Hypsogramme d'une liaison

La figure donne, à titre d'exemple, l'hypsogramme d'une liaison de type INTELSAT IV A, dans la bande de 6 / 4 GHz, pour l'un des 20 répéteurs du satellite (largeur de bande 36 MHz), utilisé pour un faisceau unique de 972 voies téléphoniques.

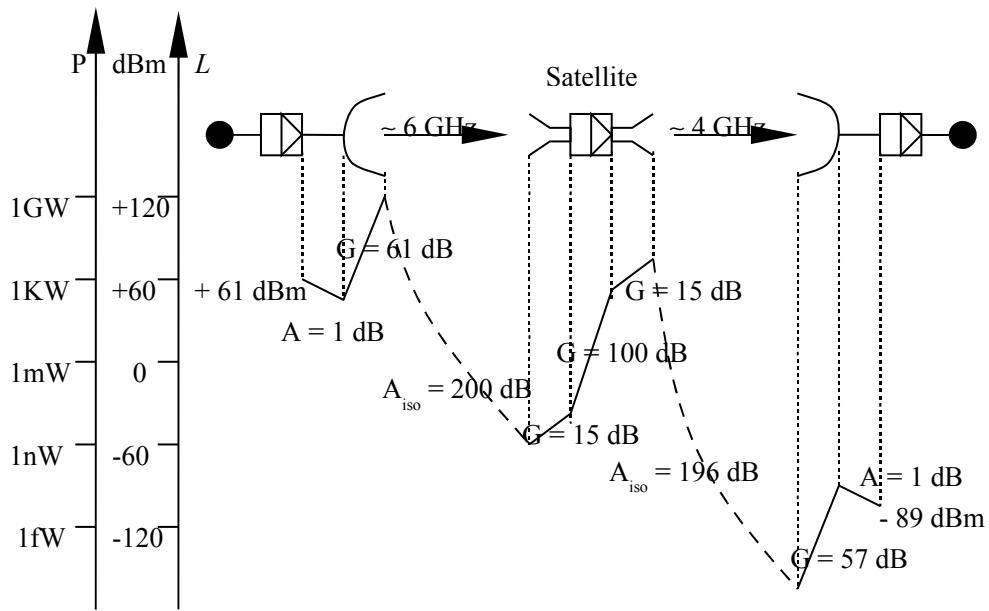


Figure V.4. Hypsogramme d'une liaison

Equipements à bord du satellite [06] [09] [10] [11] [13]

Un satellite actif (figure V.5) est constitué d'un véhicule sur lequel sont installés les équipements de télécommunications et les antennes. Le véhicule dispose d'équipements de servitude assurant les fonctions suivantes :

- répéteur;
- télécommande et télémesure ;
- alimentation en énergie.

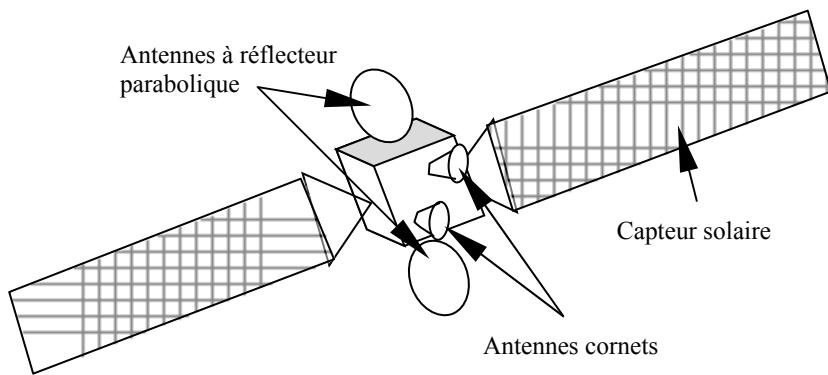


Figure V.5. Satellite INTELSAT VII

V.1.7. Antennes

Le diamètre apparent de la Terre vue d'un satellite géostationnaire est de $17^\circ 24'$ (figure V.6). Compte tenu de l'élévation minimale des antennes terriennes de 5° , l'antenne d'un satellite doit rayonner dans un cône de $17^\circ 18'$ d'ouverture.

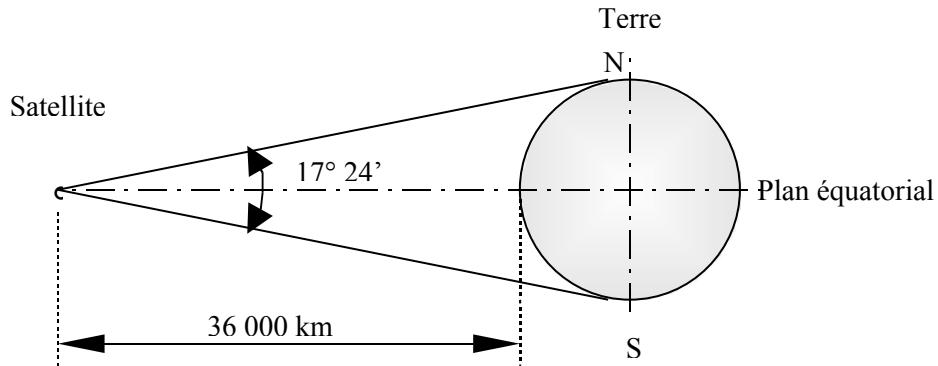


Figure V.6. Diamètre Apparent de la Terre vue du satellite

Plusieurs types d'antennes peuvent être considérées :

- antenne approximativement isotrope : elle ne nécessite aucune orientation particulière du satellite, mais gaspille la puissance d'émission (gain = 0 dB) ;
- dipôle : son diagramme de rayonnement pressentent un maximum dans le plan perpendiculaire à son axe. Ce plan doit être orienté vers la Terre en stabilisant le satellite par une rotation autour d'un axe parallèle au dipôle ;
- antenne cornet à ouverture globale (global beam) dont le diagramme de rayonnement coïncide avec le cône de 17° . Le gain est d'environ 20 dB, mais l'antenne doit rester pointée vers la Terre. Dans les satellites récents, elle est rendue solidaire du satellite qui est stabilisé selon trois axes par un gyroscope ;
- des antennes à réflecteur parabolique et à faisceau fin (spot beam). La zone couverte est alors limitée à un continent, une région, voire même un pays et le gain augmente en raison inverse de l'angle d'ouverture du faisceau.

V.1.8. Répéteurs

Plusieurs répéteurs identiques se repartissent la largeur de bande disponible (500 MHz) à raison de 36 MHz par répéteur. Certains répéteurs travaillent donc sur la même fréquence, mais avec des antennes (à faisceau fin) différentes. Chacun amplifie les signaux qui le concernent et les transpose par modulation SSB (transpondeur) de la fréquence porteuse du trajet montant vers celle du trajet descendant (figure V.7).

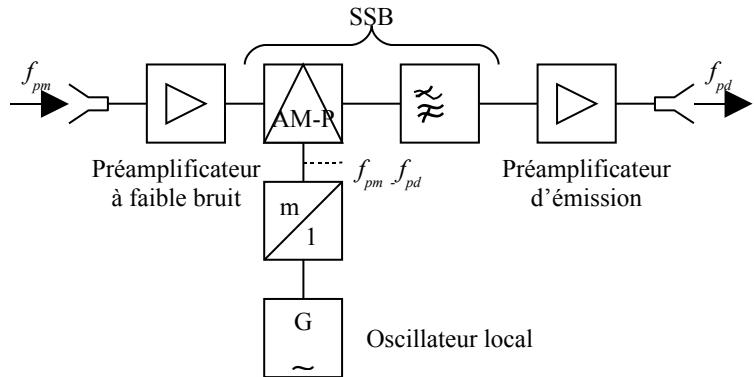


Figure V.7. Schéma bloc d'un répéteur de satellite

V.1.9. Télécommande, télémesure

Divers fonction de satellite sont commandées de la Terre (ex. gain du répéteur, pointage des antennes à faisceau dirigé, correction d'orbite, etc.). Les paramètres du satellite doivent pouvoir être surveillés par télémesure de la Terre. Ces transmissions sont effectuées par modulation discrète (PSK) d'une porteuse auxiliaire avec multiplexage temporel des données.

D'autre part, le satellite émet en permanence des *signaux balises* qui permettent le pointage et la poursuite exacts par les stations Terriennes.

V.1.10. Alimentation

L'énergie solaire constitue la source privilégiée pour l'alimentation des satellites. Des Cellules photovoltaïques couvrent la surface cylindrique du satellite (ex : Intelsat I à IV) ou sont groupées en panneaux déployés (ex : Intelsat V à IX) et, dans certains satellites, orientables vers le soleil. Le rayonnement solaire fournie $1\ 400\ W/m^2$, mais le rendement des cellules n'est que d'environ 10%. La puissance électrique nécessaire est de plusieurs centaines de watt et à tendance accroître avec les nouvelles générations de satellites.

Fiabilité du satellite [07]

Le satellite occupe une position tout à fait particulière dans la fiabilité de liaison qu'il assure, pour les raisons suivantes :

- il constitue, jusqu'à nos jours, une unité non réparable ;
- sa durée de bon fonctionnement n'est pas déterminée non seulement par l'apparition aléatoire d'une panne, mais aussi par l'épuisement de possibilités de correction d'orbite (masse de propulsif disponible) ;

- il est placé dans un environnement très rude : choc thermique, rayonnement solaire et cosmique, impact de météorite.

Pour ces raisons, la fiabilité du satellite doit faire l'objet de précautions extrêmes : fabrication et test des composants, adoption de système de réserve (1+1 ou 1+2).

Les stations terriennes [07] [10][11]

Une station terrienne est constituée de l'ensemble des équipements terminaux d'une liaison par satellite. Elle joue un rôle équivalent à celui d'une station terminale de faisceau hertzien. Toutes les stations comprennent en générale les quatre parties principales suivantes :

- l'antenne d'émission et de réception, dont les dimensions peuvent varier de 1m à 32m, munie d'un dispositif de poursuite ou non ;
- le récepteur, qui avec l'antenne définit la sensibilité du station ;
- l'émetteur, dont la puissance peut varier de quelques watts à quelques kilowatts en fonction de la nature des signaux à transmettre et du trafic ;
- les équipements de télécommunications, qui réalisent la modulation et la démodulation des signaux provenant du réseau terrestre ainsi que leur transposition en fréquence.

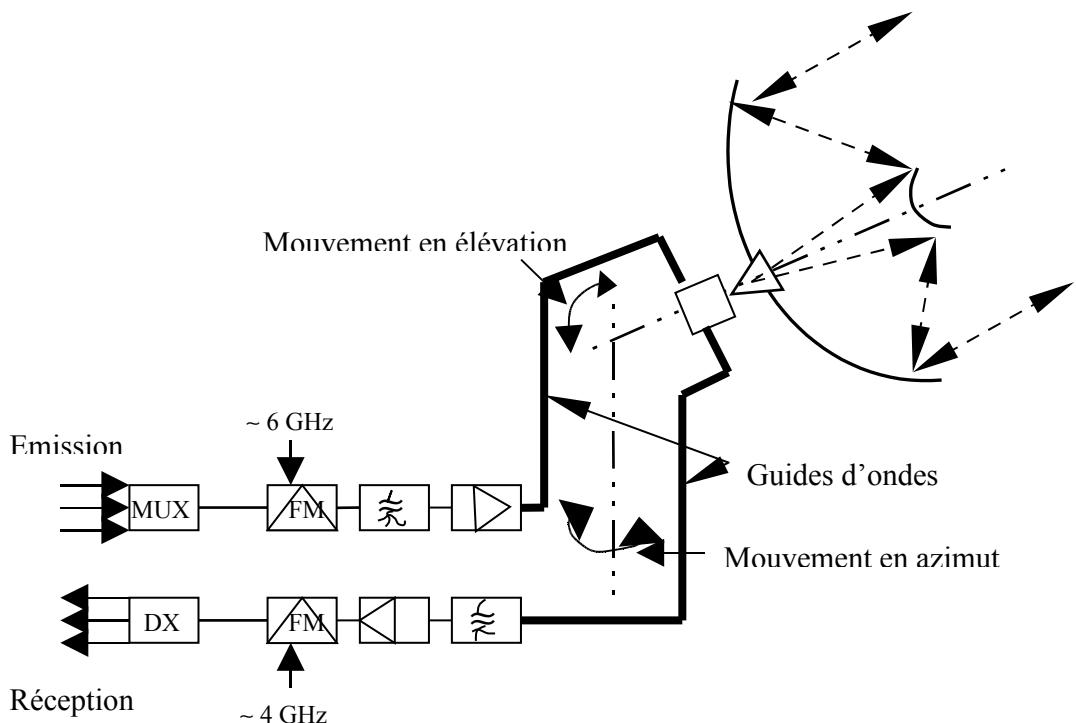


Figure V.8. Station terrienne avec antenne de type Cassegrain

Les caractéristiques de la station terrienne à la réception sont représentés par deux grandeurs : le gain $G_R T$ de son antenne et la température de bruit T_N . On les groupe souvent en un facteur de qualité M définie par

$$M = G_R T - 10 \lg T_N \quad \text{dB} \quad (5.2)$$

L'exploitant d'un réseau de télécommunication par satellite spécifie une valeur de M pour toute les stations réceptrices, de façon à garantir une qualité uniforme. Cette valeur laisse encore une certaine marge de liberté pour le choix technologique de $G_R T$ et T_N .

V.1.11. Antennes

Les grandes dimensions de l'antennes terriennes (émettrice et réceptrice) sont nécessitées par :

- un gain élevé de façon à augmenter la puissance isotrope rayonnée équivalente PIRE à l'émission et la puissance récolté à la réception (surface effective A_e) ;
- la directivité (liée au gain), c'est-à-dire l'extrême finesse du lobe principal du faisceau ($0,5^\circ$ à l'émission à 6 GHz), nécessaire pour éviter d'interférer avec d'autres satellites en orbite. D'autre part, les lobes secondaires doivent être minimes pour réduire les interférences avec des faisceaux hertziens terrestres.

L'antenne doit être pointée vers le satellite en permanence avec une précision d'autant plus grande qu'elle est plus directive (ordre de grandeur : quelques minutes d'arcs). Un servomécanisme de poursuite automatique est asservi aux balises émises par le satellite.

Les antennes terriennes le plus courantes sont de type Cassegrain.

V.1.12. Choix de l'emplacement

L'implantation d'une station terrienne résulte d'un choix délicat, dicté par les impératifs suivants :

- bonne visibilité de l'équateur céleste jusqu'à l'élévation minimal de 5° ;
- danger des perturbations par des faisceaux hertziens de mêmes fréquences et pointés en direction du site ;
- éloignement de sources de perturbation à courant fort ;
- risque d'interception du faisceau par des avions de ligne réguliers, etc.

V.1.13. Types d'accès au satellite : AMRF et AMRT

Dans le système satellitaire, le satellite joue non seulement un rôle de répéteur comme en faisceau hertzien terrestre mais aussi un nœud entre plusieurs stations terriennes (*Figure V.9*).

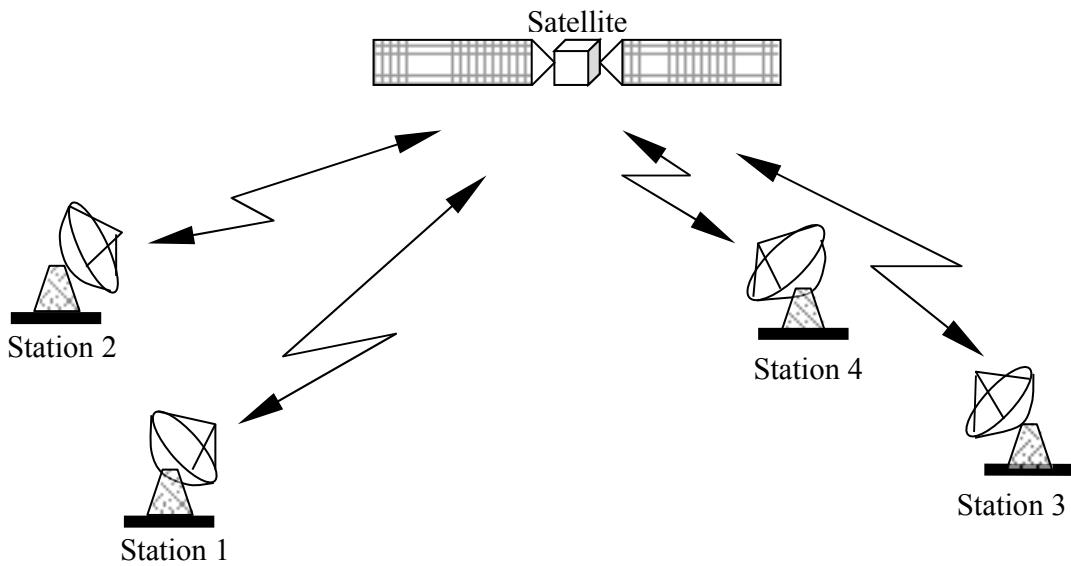


Figure V.9. Un système satellitaire composé de quatre stations terriennes

Pour assurer des liaisons entre ces stations terriennes, la bande de fréquence disponible d'un répéteur est divisée en plusieurs canaux qui seront attribués à ces stations : c'est l'Accès Multiple à Répartition Fréquentielle (AMRF).

Ce type d'accès présente des inconvénients qui sont :

- les produits d'intermodulation
- saturation des amplificateurs : la puissance d'émission du répéteur, qui est limitée, est partagée entre les canaux.

Pour ce type d'accès, une fois que tous les canaux sont attribués aux stations existantes, une nouvelle station ne peut plus accéder au satellite. Pour remédier ce problème on a introduit un autre type d'accès qui est l'Accès Multiples à Répartition Temporelle (AMRT), applicable seulement en transmission numérique. Ce type d'accès permet de réutiliser un même canal par plusieurs stations, mais ces stations ne peuvent pas émettre en même temps. Un intervalle AMRT est attribué à chaque station pendant lequel elle peut émettre. Ce type d'accès optimise la bande passante disponible, mais le problème réside sur la synchronisation des stations terriennes utilisant le satellite.

Les différents types de services et de systèmes [06] [09] [10] [11] [13]

Les satellites de télécommunications ont tout d'abord été utilisés pour établir des liaisons à très grande distance en raison du handicap financier qui les pénalisait par rapport aux moyens

classiques pour les courtes distances. Les premières liaisons ont ainsi été des liaisons intercontinentales.

Des nombreuses applications des satellites se sont développées à ce jour grâce aux progrès considérables, qui se sont traduit par une baisse notable des coûts, qu'avait été subit la technique spatiale. Parmi eux, en les classant par type de service, on distingue :

- le service fixe par satellite ;
- le service mobile par satellite ;
- le service de radiodiffusion par satellite.

V.1.14. Le service fixe par satellite

C'est un service de radiocommunications entre stations terriennes situées en des points fixes déterminés. On peut classer les systèmes de service fixe par satellite en trois grandes catégories.

Systèmes intercontinentaux

Il s'agit essentiellement du système comme INTELSAT qui acheminait des circuits téléphoniques à travers les trois océans. Ce système présente, durant plusieurs années, des taux de croissance annuelle de l'ordre de 25%.

Systèmes régionaux et nationaux

On peut distinguer deux types différents :

- Dans le premier type de système, le satellite vient en complément du réseau terrestre : c'est le cas de certains systèmes américains (COMSAT), canadien (TELESAT). Pour ces systèmes, les satellites ont des zones de couverture plus limitées que celles des satellites INTELSAT.
- Le second type est destiné à desservir des régions ou un pays tout entier pour lequel l'installation des moyens terrestre s'avère très difficile due à la présence des obstacles naturels importants (forets denses; relief tourmenté ; grandes étendues désertiques). Le satellite offre à ces régions la possibilité de se doter rapidement d'un réseau de télécommunications assurant des liaisons de bonne qualité.

Les systèmes de ce second type sont souvent réalisés en louant un ou plusieurs répéteurs disponibles dans un satellite existant (INTELSAT par exemple).

V.1.15. Les services mobiles par satellites

Il s'agit de service de radiocommunications par satellite entre des stations terriennes mobile ou entre des stations terriennes mobiles et des stations terriennes fixes.

C'est pour les liaisons maritimes que ce service s'est d'abord développé. En effet, les satellites de télécommunications fournissent une solution particulièrement satisfaisante pour les liaisons avec des mobiles tels que les navires. Le premier système de ce type est le système américain MARISAT. Par la suite, ce service est fourni par l'organisation internationale INMARSAT.

V.1.16. Le service de radiodiffusion par satellite

Les satellites de ce service retransmettent des signaux destinés à être reçus directement par le public. Ce type de service est rendu possible maintenant grâce aux progrès technologique qui ont permis d'accroître la puissance émise par les satellites. Par voie de conséquence, la taille et le coût des équipements de réception ont pu réduit, ce qui permet leur installation directe chez l'usager.

Conclusion

L'utilisation des satellites est le moyen le plus facile pour assurer la couverture mondiale dans le domaine de télécommunications. Les satellites assurent non seulement des liaisons entre stations terrestres, mais aussi des liaisons avec les navires (liaison irréalisable avec d'autres moyens). Ainsi, le satellite est le symbole de réussite de la radiocommunication.

Chap **CHAPITRE VI : TÉLÉLOCALISATION ET CHAUFFAGE**

Le RADAR (RADio Detection And Ranging)

VI.1.1. Apparition du RADAR [02] [12]

L'essor des hyperfréquences est intimement lié au développement du RADAR (RADio Detection And Ranging) durant la seconde guerre mondiale, principalement en Angleterre et aux U.S.A. Le principe de fonctionnement proposé vers 1930 par Sir Robert Wattson-Watt consiste à émettre une brève impulsion de signal et à mesurer le temps écoulé entre le départ du signal et le retour d'un écho. Pour obtenir une détection précise, des bandes de fréquences de plus en plus élevées ont été employées. C'est dans ce but que fut développé le magnétron, tube capable de produire des signaux hyperfréquences de grande puissance. La mise au point et la fabrication en série de radars furent effectuées à partir de 1940, surtout en Amérique, notamment dans la région de Boston. Certains résultats des travaux de recherche et de développement furent rendus publiques après la guerre.

VI.1.2. Principe de fonctionnement [02][12]

Le radar fait usage de l'écho produit par un obstacle situé sur la trajectoire d'une onde électromagnétique. Dans la majorité des cas, l'émetteur et le récepteur sont connectés à une antenne commune : c'est cette situation qui est considérée ici. Le temps qu'il faut à une onde électromagnétique pour aller de l'émetteur à l'obstacle, puis de l'obstacle à au récepteur est mesuré et permet de calculer la distance R . La variation de fréquence du signal sert à déterminer la vitesse relative de l'obstacle par rapport à la source (effet Doppler). La direction dans laquelle se trouve l'obstacle est obtenue en pointant une antenne à faisceau étroit dans la direction donnant le plus grand signal réfléchi.

VI.1.3. Equation de radar [02][12]

L'émetteur fournit une puissance P_f à l'antenne, qui la rayonne dans l'espace en la concentrant dans une ou plusieurs directions privilégiées, effet qui est représenté par le gain G de l'antenne. La densité de puissance décroît proportionnellement à $1/(4\pi r^2)$, où r est la distance à l'antenne. Une partie du signal atteint la cible, qui la réfléchi partiellement dans la direction de l'antenne. La cible est représentée par sa surface réfléchissante effective σ . La densité de puissance réfléchie

décroît à son tour inversement au carré de la distance. L'antenne capte une partie du signal réfléchi. Elle est représentée par sa surface de captation $A_e = G\lambda^2/4\pi$, où λ est la longueur d'onde.

Le rapport entre la puissance reçue P_r et la puissance P_f fournie à l'antenne est donnée par l'équation des radars :

$$\frac{P_r}{P_f} = G \frac{1}{4\pi R^2} \sigma \frac{1}{4\pi R^2} \frac{G\lambda^2}{4\pi} = \frac{G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad 1 \quad (6.1)$$

La puissance reçue est fournie au récepteur, également connecté à l'antenne.

On néglige l'affaiblissement produit par les pertes atmosphériques et on suppose que l'obstacle est situé hors du champ proche de l'antenne :

$$R > 2d^2/\lambda \text{ en m} \quad (6.2)$$

où d est la plus grande dimension de l'antenne.

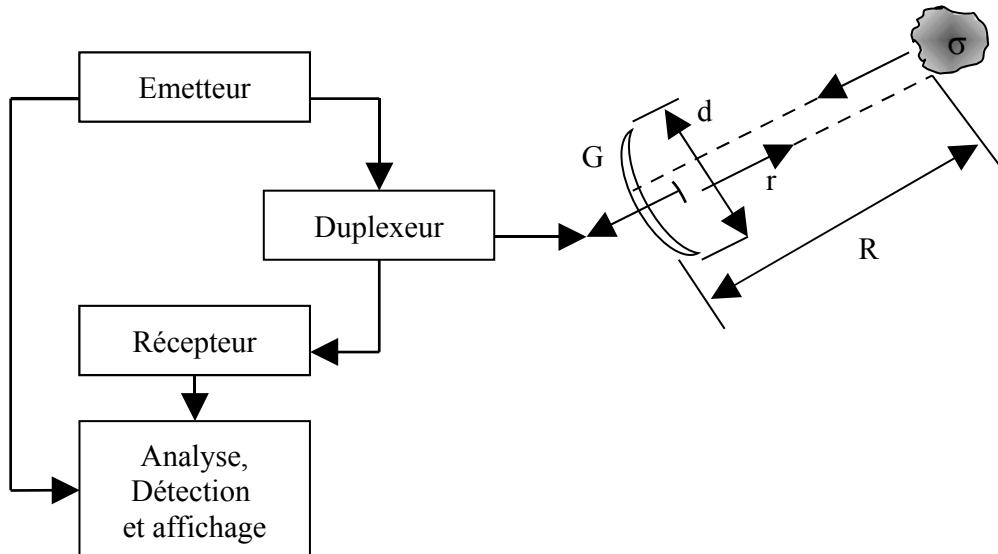


Figure VI.1. Présentation schématique d'un radar

VI.1.4. Analyse du signal

Dans le récepteur, le signal amplifié est appliqué à un dispositif d'analyse, qui compare le signal reçu en retour à celui qui a été émis. Il faut que le rapport signal sur bruit soit assez élevé pour qu'on puisse assurer un fonctionnement correct. Comme le bruit est de nature aléatoire, sa puissance instantanée peut devenir nettement supérieure à la valeur moyenne. Une pointe de bruit peut donc être interprétée par le système comme étant un écho. Pour éviter de donner une fausse alerte, on observe l'évolution dans le temps du signal capté.

VI.1.5. Surface réfléchissante effective σ

Un obstacle est représenté par sa surface réfléchissante effective σ , définie comme étant le quotient de la puissance réfléchie vers le radar par la densité de puissance incidente. La dimension apparente de l'obstacle vu par le radar diminue rapidement quand l'obstacle est plus petit que la longueur d'onde.

Remarque :

Le développement d'un radar pose un problème de choix des paramètres. Il faut tenir compte de :

- la puissance P_f fournie par le générateur (W) ;
- le gain l'antenne (G) (1) ;
- la fréquence f (GHz) ou la longueur d'onde λ (m) ;
- la portée R_{\max} (m), qui est la distance maximale de détection ;
- la surface réfléchissante effective de la cible σ (m^2) ;
- le rapport signal sur bruit (P_r / N) minimum acceptable à l'entrée du récepteur ;
- la bande passante du récepteur B (Hz) ;
- la température du bruit globale ramenée à l'entrée du récepteur ($T_a + T_r$) ($^{\circ}\text{K}$).

Pour que le radar fonctionne, il faut que ces huit grandeurs satisfassent l'équation suivante :

$$\left. \frac{P_r}{N} \right|_{\min} \leq \frac{\sigma P_f G^2}{f^2 R_{\max}^4 (T_a + T_r) B} * \frac{c_0^2}{(4\pi)^3 k_B} \quad 1 \quad (6.3)$$

VI.1.6. Quelques types de radars

Radar à impulsion

Les radars les plus couramment employés pour la mesure de distance font usage d'un signal hyperfréquence modulé par de brèves impulsions de durée T qui sont émises avec une fréquence de répétition $\text{fr} = 1/\text{Tr}$.

L'onde émise parcourt la distance R qui sépare l'émetteur de l'obstacle, puis revient vers le radar après un temps t_{ar} (fig). Comme il s'agit d'une onde électromagnétique se déplaçant à la vitesse de la lumière C_0 , on trouve la distance R par la relation :

$$R = \frac{C_0 t_{ar}}{2} \quad \text{m} \quad (6.4)$$

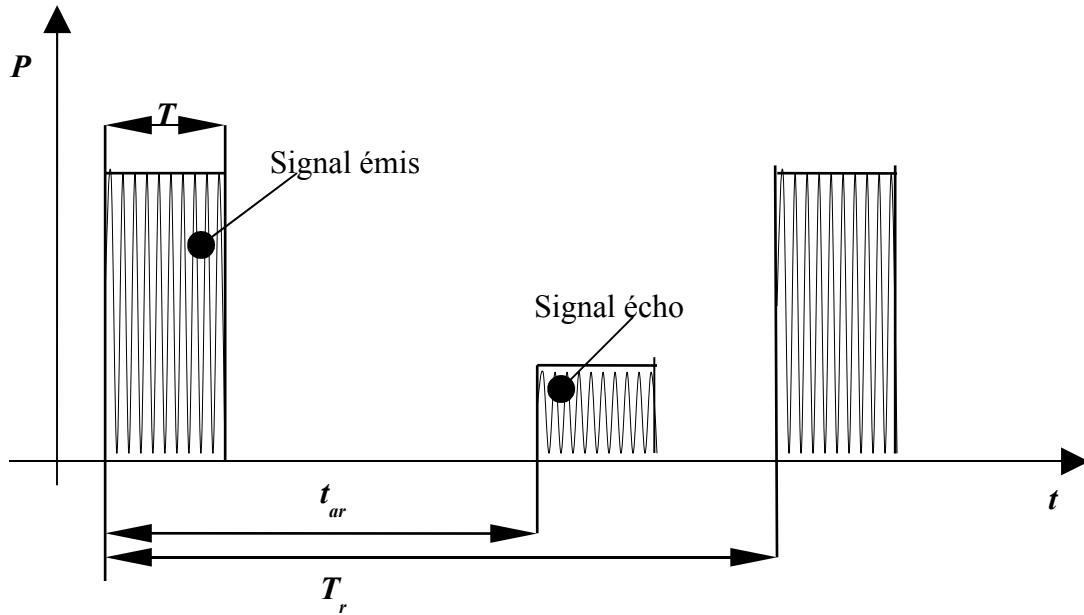


Figure VI.2. Principe du radar à impulsion

a - En pratique de mesure

Le signal émis et le signal écho ne doivent jamais se superposer. Cette règle implique l'inégalité ci-dessous

$$T < t_{ar} < T_r$$

Ce qui entraîne

$$\frac{C_0 T}{2} < R < \frac{C_0 T_r}{2} \quad (6.5)$$

Le champ de détection est limité par le choix des valeurs de T et T_r . Autre type de radar est utilisé pour la mesure des distances inférieures à la limite imposée par ce choix de T .

b - En son : radar de surveillance

Les radars de surveillance sont universellement utilisés dans l'aviation, la navigation et la surveillance de territoires.

Les radars couramment employés pour la surveillance aérienne et maritime comporte une antenne tournante. Mais les systèmes les plus perfectionnés dispose d'antennes à réseau, formées d'éléments rayonnants fixes. Le faisceau est pointé par contrôle électronique au moyen de déphasateurs. Un balayage plus rapide que par des moyens mécaniques est ainsi obtenu.

Le signal reçu est affiché, souvent en coordonnées polaires sur un écran d'oscilloscope. On y voit directement, comme sur une carte géographique, les obstacles et les véhicules. Des écrans à rémanence permettent de distinguer les objets en mouvement des échos fixes.

Radar à glissement de fréquence, radar chirp

Pour mesurer des distances plus courtes, on émet un signal hyperfréquences entretenu dont la fréquence varie linéairement dans le temps. Le principe de base est illustré à la figure 10. Un signal de fréquence f_1 , émis au moment t_1 , revient après réflexion sur l'obstacle, au temps $t_1 + t_{ar}$. A ce moment, le signale de l'émetteur a une fréquence f_2 . L'écart de fréquence $\Delta f = f_2 - f_1$ est proportionnel au temps t_{ar} et, de ce fait, à la distance parcourue.

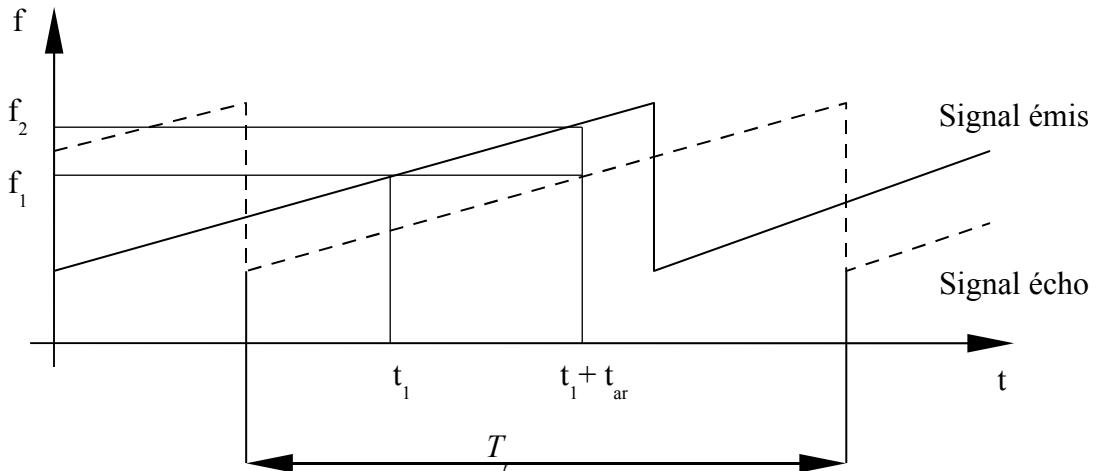


Figure VI.3. Principe du radar à glissement de fréquence

Si m est la pente de la courbe $f(t)$, on obtient alors la distance R en fonction de Δf par la relation

$$R = \frac{C_0 t_{ar}}{2} = \frac{C_0 \Delta f}{2m} \quad (6.6)$$

Pour que la mesure ne soit pas ambiguë, il faut que $t_{ar} < T / 2$, ce qui limite la porté R_{max} à $C_0 T / 4$. En ajustant la valeur de m par rapport à la distance à mesurer, on peut obtenir des fréquences intermédiaires Δf dans la bande audible et il est alors possible de déterminer au son la distance séparant de l'obstacle : ceci a valu à ce système son nom, en anglais radar chirp, qui dénote le gazouillement ou le pépiement des oiseaux.

Ce type de radar est utilisé, en navigation aérienne, pour mesurer l'altitude d'un avion par rapport au sol : altimètre.

Radar Doppler : mesure de vitesse

Quand un radar illumine un objet en mouvement, la fréquence du signal réfléchi est décalée par rapport à celle du signale incident d'une valeur proportionnelle à la vitesse radiale de l'objet : c'est ce qu'on appelle l'effet Doppler (figure VI.4)

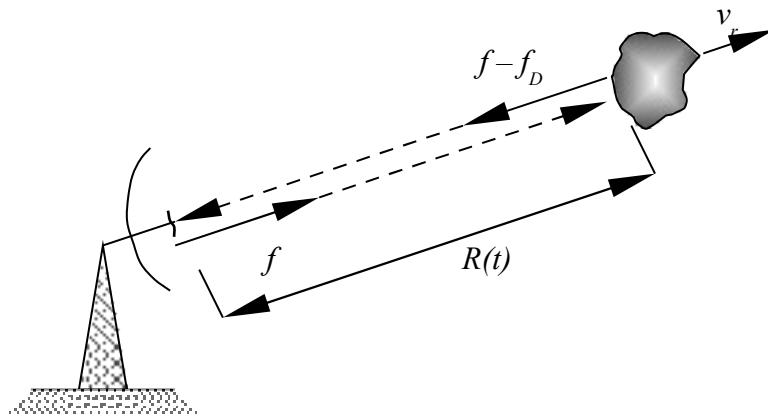


Figure VI.4. Principe de l'effet Doppler

Le signal émis, à fréquence constante, a une expression $\sin(\omega t)$, celui réfléchi par la cible a pour expression $\sin(\omega t - 4\pi R / \lambda)$ en atteignant le récepteur. Pour un corps en mouvement uniforme, la distance R a pour expression $R = R_0 + v_r t$. Le signal reçu a ainsi l'expression suivante

$$\sin\left[\left(\omega - \frac{4\pi v_r}{\lambda}\right)t - \frac{4\pi R_0}{\lambda}\right] \quad 1 \quad (6.7)$$

En mélangeant le signal reçu avec le signal émis, on obtient un signal à la fréquence intermédiaire, ou fréquence Doppler $f_D = 2v_r / \lambda$. La vitesse radiale peut alors être obtenue en mesurant cette fréquence

$$v_r = \frac{\lambda f_D}{2} \quad \text{m/s} \quad (6.8)$$

Le dispositif d'analyse doit ici séparer les échos des cibles mobiles de ceux provenant de cibles fixes ou se déplaçant très lentement (nuage). Cette séparation est effectuée par un filtre passe haut, les cibles fixes produisant un signal continu. La vitesse minimale que peut mesurer le système est limitée dans ce cas par la fréquence de coupure du filtre.

Pour avoir une degré de précision élevée, il faut que l'antenne de l'émetteur soit rigoureusement immobile. Si l'antenne vibre, sa propre fréquence de vibration est interprétée par le système comme une fréquence Doppler.

Ce type de radar est utilisé pour mesurer la vitesse d'une cible dans les stations de surveillance aérienne. Mais il est aussi utilisé pour mesurer la vitesse des véhicules terrestres.

Chauffage à microondes

En 1945, un fabricant de magnétron pour radar découvrit que les hyperfréquences peuvent produire un échauffement. Cet effet fut rapidement mis à profit pour réaliser des fours (fours microondes), permettant de chauffer des aliments et des matériaux de toutes sortes. Depuis le début des années 70, ces fours apparus dans les cuisines familiales de nombreux pays. Des années plus tard, cet effet a trouvé son application dans le domaine médicale pour certain traitement des maladies (Diathermie).

VI.1.7. Four microonde [02] [15]

Principe de fonctionnement

Un magnétron fonctionnant le plus souvent à 2,45 GHz (bande attribuée aux usages industriels, scientifiques et médicaux : ISM), libère une puissance allant de quelques centaines de watts à quelques dizaines de kilowatts, selon les applications. Il est connecté par un guide d'ondes à une cavité résonnante (four) qui contient le matériau à chauffer ou à sécher. Un brasseur de modes, ventilateur à pales métalliques, distribue l'énergie électromagnétique aux différents modes résonants de la cavité de façon à assurer une chauffage moyen uniforme. La figure représente schématiquement un four à microondes.

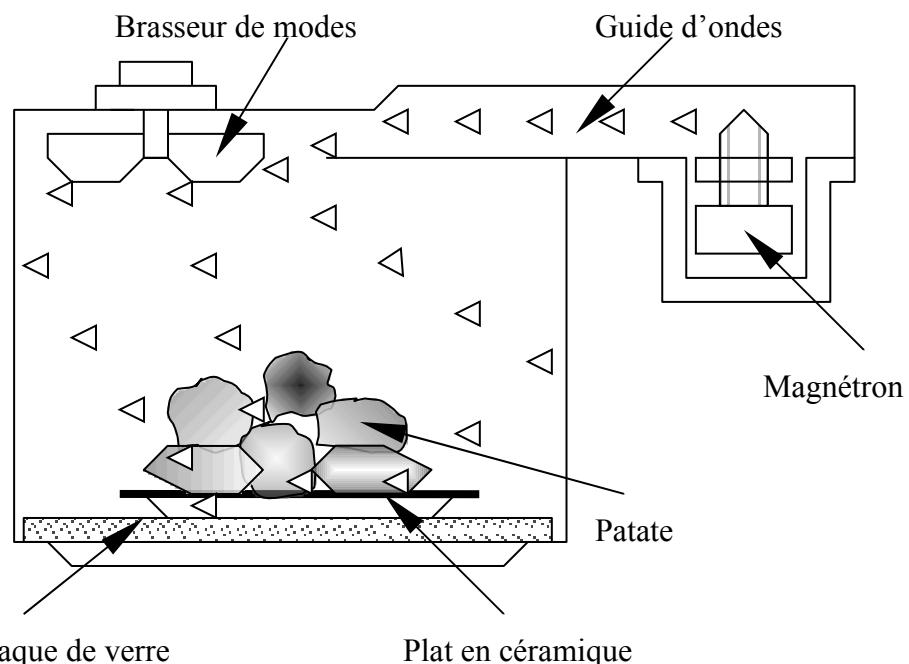


Figure.VI.5. Fours à microondes

Caractéristique de chauffage à microondes

Le rayonnement microondes pénètre profondément dans le corps à chauffer. C'est à l'intérieur que le rayonnement électromagnétique est transformé en chaleur par divers mécanismes complexes de conversion tels que rotation et élévation de molécules, conduction ionique et polarisation de surfaces. La chaleur apparaît ainsi de façon distribué à l'intérieur même du corps à chauffer, ce qui permet un chauffage plus rapide et plus uniforme. La surface en contact avec l'air froide environnant reste froide. Peu de chaleur est perdue vers le milieu environnant. Pour chauffer la surface elle-même, il faut l'isoler de l'air environnant.

On peut dire, en première approximation, que les microondes chauffent un volume, alors que les méthodes traditionnelles chauffent une surface.

Mécanisme de la conversion thermique des microondes

La puissance moyenne convertie en chaleur par unité de volume est donnée par

$$P_{abs} = 2\pi\epsilon_0 f |E|^2 \epsilon_r'' \quad \text{W/m}^3 \quad (6.9)$$

Avec ϵ_r'' la permittivité de l'élément à chauffer

Pour divers aliments, on constate que dans la plupart des cas ϵ_r'' décroît lorsque la température augmente.

Les propriétés électromagnétiques du corps chauffé varient durant le processus (cuisson, séchage). L'eau est évaporée et les pertes diminuent. Le processus s'arrête pratiquement lorsque toute l'eau a été évacuée. La charge vue par le générateur peut ainsi varier considérablement pendant le processus : les générateurs doivent pouvoir supporter des désadaptations importantes.

Avantages

L'énergie des hyperfréquences est une source très flexible de chaleur, facile à contrôler et à interrompre de façon instantanée. Elle est propre, ne donnant pas de produits de combustion quand elle est utilisée correctement. Le chauffage est très efficace du fait qu'on ne chauffe pas l'air environnant et les parois du four. Le rendement moyen se situe entre 40 à 50 % : ce pourcentage de l'énergie électrique fournie par le secteur apparaît sous forme de chaleur dans le corps chauffé (*figure VI.6*).

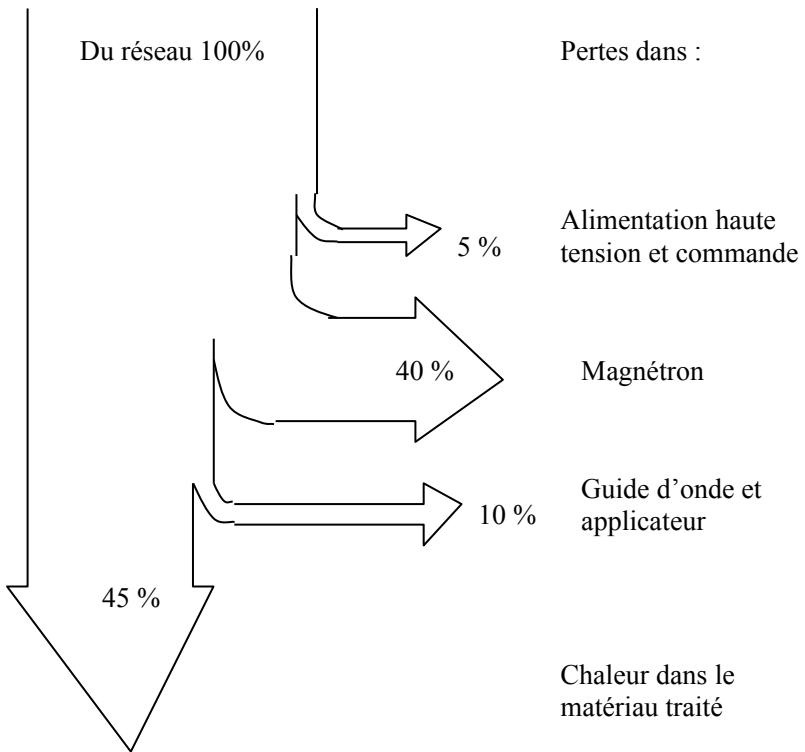


Figure.VI.6. Bilan énergétique du chauffage par microondes

Une étude détaillée a montré que le four à microondes consomme en moyenne 60 à 70% moins d'énergie que les autres moyens de cuisson. Cet avantage est particulièrement significatif en période de pénurie d'énergie.

On peut encore signaler :

- coût d'opération et d'entretien modéré ;
- économie de temps due au cycle de chauffage plus court ;
- réduction de pertes pendant le processus.

Désavantages

Les avantages sont parfois partiellement compensés par un certain nombre d'inconvénients qu'il ne faut pas sous-estimer :

- impossibilité de griller des surfaces ;
- équipement à technicité élevé, difficile à réparer par du personnel non qualifié ;
- nécessité de blinder soigneusement les applicateurs pour éviter d'affecter le personnel. Les fours sont équipés de commutateurs de sécurité qui empêchent le fonctionnement si porte

la porte est ouverte. Les portes sont garnies de chicanes (*figure VI.7*) qui très atténuent fortement le rayonnement vers l'extérieur.

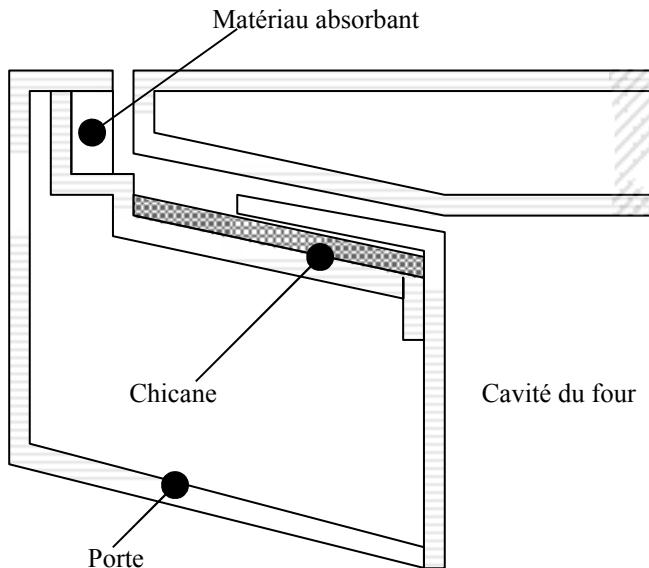


Figure VI.7 Détail du joint de la porte d'un four.

VI.1.8. Applications médicales : diathermie [02]

L'application de chaleur est un procédé thérapeutique couramment utilisé en médecine. Une élévation locale de la température accélère les processus métaboliques, entraînant une dilatation des vaisseaux sanguins. Il en résulte une augmentation du flux sanguin et par conséquent une meilleure irrigation des tissus, ainsi que l'évacuation accélérée des déchets. Les tissus ainsi chauffés reçoivent plus des matières nutritives et d'anticorps, il en résulte une amélioration des processus de guérison. Les techniques classiques d'application de chaleur, par bains chauds, bains de boue ou de paraffine, compresses ou infrarouges n'atteignent toutefois que la surface. Pour effectuer un traitement thermique plus en profondeur, par exemple pour chauffer des articulations ou des muscles crispés, on emploie la diathermie à très haute fréquence (13,27 ou 40 MHz), à ultrason ou à microondes.

Pour le traitement par diathermie à microondes, un générateur à fréquence ISM de 2,45 GHz fournit une puissance ajustable, qui peut atteindre 200 Watts, à un applicateur (antenne) qui la rayonne vers le patient. L'applicateur est placé à quelque centimètre de la zone à traiter. Le niveau de rayonnement ainsi obtenu vont de 100 mW/cm² à plusieurs Watts par centimètre carré. Le traitement dure de l'ordre de 15 à 30 minutes, il est répété plusieurs fois par jour ou par semaine, dépendant des affections.

La diathermie par microondes est notamment utilisée en :

- orthopédie ; orthoses, contusions, sciatiques, rhumatismes articulaires ;
- médecine interne ; asthmes, bronchites, infarctus, pleurésie, urologie ;
- dermatologie ; engelures, furoncles, anthrax, ulcères ;
- oto-rhino-laryngologie ; inflammations, otites, abcès, laryngites ;
- soins dentaires ;
- ophtalmologie.

Ces traitements doivent être appliqués avec grand soin, une dose trop élevée pouvant provoquer des brûlures.

L'utilisation de la diathermie à microondes pour le traitement de tumeur cancéreuses est actuellement à l'étude. Cette méthode permet de chauffer de façon préférentielle les tissus atteints sans trop endommager les tissus sains. Des résultats encourageants ont été obtenus.

VI.1.9. Effets biologiques [02]

Effets thermiques

L'exposition à un rayonnement trop important peut donner lieu à des effets nocifs. Le rayonnement hyperfréquences est non ionisant, son principal effet est de nature thermique. Le corps absorbe le rayonnement et s'adapte à la variation de température ainsi produite, la chaleur excédentaire étant évacuée par la circulation sanguine. Si toutefois le rayonnement devient trop important, l'équilibre thermique ne plus être maintenu par les corps et des brûlures en profondeur apparaissent. Il existe un certain seuil de rayonnement au-delà duquel des modifications irréversibles apparaissent.

L'organe le plus sensible, l'œil, présente un seuil d'environ 150 mW/cm^2 pour l'apparition de cataracte après une heure et demie d'exposition. Les organes génitaux mâles sont aussi sensibles à la chaleur : le rayonnement microondes peut provoquer une stérilité temporaire. Des nombreuses recherches qui ont été effectués ont permis de fixer ce seuil à 100 mW/cm^2 . Ce niveau de 100 mW/cm^2 qui est celui d'un rayonnement infrarouge que nous prodigue le soleil à midi en plein été. Introduisant un coefficient de sécurité de 10, la valeur de 10 mW/cm^2 a été adoptée par plusieurs pays d'Europe de l'Ouest et aux Etats-Unis comme limite supérieure tolérée pour une exposition de durée illimitée au rayonnement hyperfréquences. Cette valeur ne doit pas être dépassée au voisinage d'installation de radar, de télécommunications ou de chauffage. Un niveau plus élevé est admis pour des irradiations de durées plus courtes que 6 minutes.

Remarque

La limite de 10 mW/cm^2 est bien inférieure aux densités de puissance couramment utilisées en diathermies. Cette différence est due aux conditions d'application. En effet, les traitements médicaux sont de nature locale, ils sont effectués sous contrôle. Pour obtenir un quelconque effet thérapeutique, il faut pratiquement dépasser le niveau de 100 mW/cm^2 .

Effets non thermiques

En Europe de l'Est et en Union Soviétique, la borne supérieure de rayonnement de fuite a été fixée à $10 \mu\text{W/cm}^2$ pour une exposition de longue durée. Cette limite très basse est justifiée par l'existence d'effets non thermiques, provenant d'autres types d'interaction du rayonnement sur l'organisme. Certains chercheurs croient que des effets nocifs peuvent apparaître à de très faibles niveaux de signal. On a attribué aux hyperfréquences : nervosité, déséquilibre hormonale, malformation, activité cérébrale anormale, etc. Certains symptômes, comme les malformations chromosomiques ; excitation de cellules nerveuses, ont été observés en laboratoire sur des échantillons des tissus et des organes analysés. D'autres phénomènes comme, l'audition directe de signaux hyperfréquences modulés, apparaissent à des niveaux de puissance supérieurs à la borne tolérée pour les effets thermiques.

Porteurs de stimulateurs cardiaques

La présence de conducteurs métalliques dans l'organisme peut donner lieu à d'autres interactions. Le rayonnement hyperfréquences, pénétrant profondément dans le corps, peut induire un courant dans les stimulateurs cardiaques, créant un danger pour leurs porteurs. Des tests ont été effectués avec des signaux de différentes fréquences et régimes de fonctionnement. Ils ont montré que les effets les plus importants sont décelés pour des signaux de radar au voisinage de 9GHz.

VI.1.10. Conclusion

Les radars assurent une multitude de fonctions à part de ceux qu'on vient de citer précédemment. Ils assurent une fonction de détection des petits mouvements, comme les rythmes cardiaque et respiratoire (application en médecine utilisant les mini-radars Doppler), jusqu'à la mesure des distances interplanétaires (radar astronomique à impulsion de grande puissance) sans parler de son utilité en météorologie.

En contre partie des avantages qu'ils nous procurent, les hyperfréquences présentent quelques effets nocifs mais évitables en suivant les recommandations sur le niveau de puissance utilisé pour différentes applications.

Chapitre VII : CALCUL DES PARAMETRES DE POINTAGE D'ANTENNE POUR LIAISON HYPERFREQUENCE

Introduction

Ce dernier siècle, l'essor de l'hyperfréquence est caractérisé par son utilisation en onde guidée. Les plus remarquables sont la transmission par satellite et le faisceau hertzien qui assurent, actuellement, presque la majorité des communications mondiales.

L'étroitesse du faisceau utilisé pour ces techniques de transmission permet d'éviter l'interférence entre les faisceaux voisins et de focaliser le maximum d'énergie dans la direction du récepteur. Toutefois, il rend difficile le pointage de l'antenne, surtout pour la transmission par satellite où la distance entre la station terrienne et le satellite est très grande (36 000 Km au minimum).

La connaissance au préalable, avec un niveau de précision élevé, des paramètres indiquant l'orientation que doit avoir l'antenne est une contribution à la résolution de ce problème de pointage.

Objectifs et définitions [10]

L'objectif de cette simulation est de déterminer certains éléments nécessaires à l'installation de l'antenne d'une station terrienne, qui sont *l'azimut* et *l'angle d'élévation*.

L'angle d'élévation est définie comme étant l'angle entre l'axe optimal de l'antenne et le plan horizontal, tandis que l'azimut est un angle entre le plan méridien de la station (Nord géographique) et un autre plan vertical contenant à la fois le satellite et la station terrienne.

Pour certaine station, la détermination au préalable de son inclusion dans la zone de couverture du satellite est nécessaire (station utilisant un satellite à faisceau étroit). Ceci ferait aussi l'objet de notre simulation.

Par extension, on va aussi utiliser ces définitions de l'azimut et de l'élévation pour déterminer l'orientation des antennes utilisées en faisceau hertzien.

Principes [10]

Connaissant les coordonnées de l'endroit sur lequel on veut installer la station terrienne (station émettrice A pour le faisceau hertzien), et la coordonnée du satellite avec lequel on veut se communiquer (station réceptrice B), nous tacherons d'exprimer l'azimut et l'élévation de(s) l'antenne(s). Ces coordonnées sont définies par un repère sphérique présenté à l'annexe II (coordonnées géodésiques pour le faisceau hertzien). Les résultats des calculs seront exprimés en degré ($^{\circ}$) et minute ($^{\prime}$).

L'angle d'azimut a comme origine l'axe Nord – Sud et orienté dans le sens de l'aiguille d'une montre, donc varie de 0 à 360°.

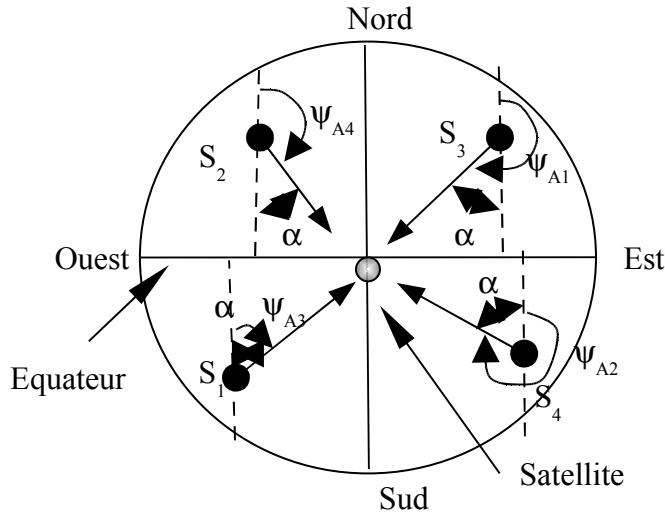


Figure VII.1 Représentation de l'azimut de la station terrienne S_i

Expression de l'azimut et de l'élévation de l'antenne d'une station terrienne

Des calculs préliminaire présentés à l'annexe nous ont permis de déterminer l'expression de α :

$$\alpha = \arctan \sqrt{\frac{1 - \cos(\theta_S - \theta_T)}{1 - \cos \varphi_T}}$$

où θ_S : longitude du satellite

θ_T : longitude de la station terrienne

φ_T : latitude de la station terrienne

Et on peut exprimer l'azimut ψ_A en fonction de α comme représenté ci-dessous :

Station	Expression de ψ_A
S_1	α
S_2	$180 - \alpha$
S_3	$180 + \alpha$
S_4	$360 - \alpha$

D'après les calculs présentés à l'annexe, l'expression de l'élévation est :

$$\psi_E = \arccos\left(\frac{R - H[\cos \varphi_T + \cos(\theta_S - \theta_T) - 1]}{\sqrt{R^2 + H^2 - 2RH[\cos \varphi_T + \cos(\theta_S - \theta_T) - 1]}}\right) - 90^\circ$$

où R : rayon de la terre
 H : distance Satellite – centre de la terre

Calcul d'angle d'élévation et d'azimut d'une antenne de faisceau hertzien

Soit $A(x_A, y_A, z_A)$ les coordonnées géodésiques de la station A et $B(x_B, y_B, z_B)$ celles de B représentées sur la figure ci-dessous.

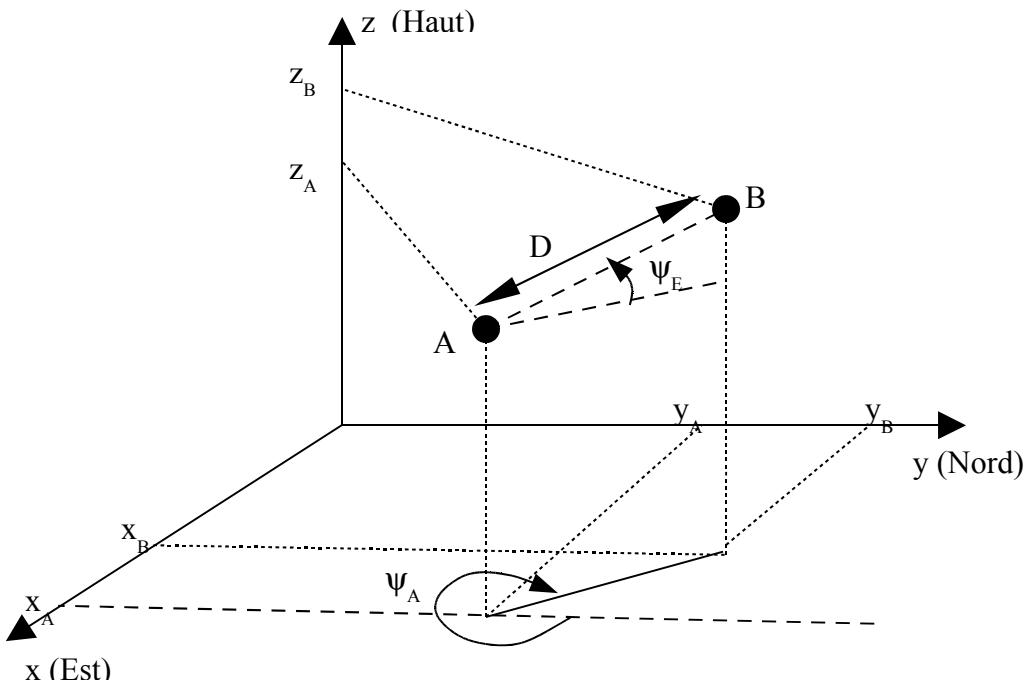


Figure VII.2 Représentation de l'élévation et l'azimut d'un faisceau hertzien

Notons $\alpha = \arccos \frac{|y_A - y_B|}{\sqrt{(x_A - x_B)^2 + (y_A - y_B)^2}}$

et $\beta = \arctan \frac{|(z_A + p_A) - (z_B + p_B)|}{\sqrt{(x_A - x_B)^2 + (y_A - y_B)^2}}$

où p_A la hauteur de pylône de la station A
 p_B la hauteur de pylône de la station B

L'azimut et l'élévation de l'antenne placée en A sont donnés par les relations suivantes :

$$\psi_{AA} = \alpha \quad \text{si } x_A < x_B \text{ et } y_A < y_B$$

$$180 - \alpha \quad \text{si } x_A < x_B \text{ et } y_A > y_B$$

$$180 + \alpha \quad \text{si } x_A > x_B \text{ et } y_A > y_B$$

$$360 - \alpha \quad \text{si } x_A > x_B \text{ et } y_A < y_B$$

$$\psi_{EA} = \beta \quad \text{si } z_A + p_A < z_B + p_B$$

$$- \beta \quad \text{si } z_A + p_A > z_B + p_B$$

Avec ψ_{AA} : azimut de la station A

ψ_{EA} : élévation de la station B

Ceux de la station placée en B sont :

$$\psi_{AB} = \psi_{AA} + 180 \quad \text{si } \psi_{AA} < 180$$

$$\psi_{AA} - 180 \quad \text{si } \psi_{AA} \geq 180$$

$$\psi_{EB} = - \psi_{EA}$$

Pour cette simulation, on va utiliser un mini logiciel de calcul, programmé sous MATLAB 5.3.1, dont l'organigramme et le détail seront présentés dans cet ouvrage.

Présentation de MATLAB [16]

MATLAB qui signifie MATrix LABoratory est un logiciel de programmation et de calcul basé sur l'utilisation des matrices. C'est un logiciel développé en langage C par la Société Mathworks. Si le MATLAB était initialement conçu pour faire des simples calculs matriciels, actuellement il recouvre d'autres domaines d'applications comme la visualisation graphique ; résolution d'équations aux dérivées partielles ; traitement du signal ; logique floue ; réseaux de neurones etc.

Le système Matlab se divise en deux parties :

- Le noyau Matlab
- Une collection de toolboxes

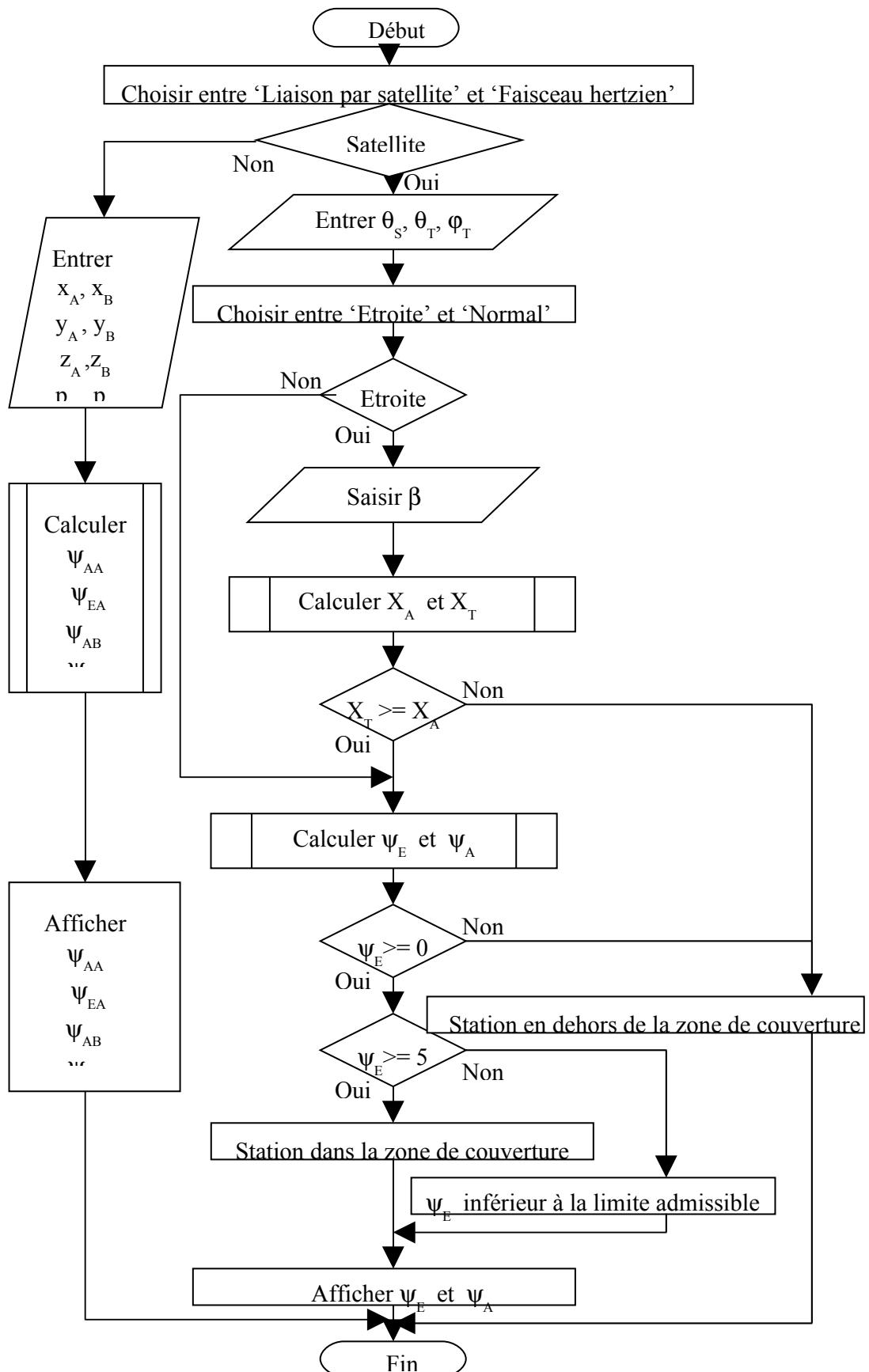
Le noyau Matlab comprend l'environnement de travail offrant plusieurs facilités pour la manipulation des données ; le système graphique ; le langage de programmation ; une librairie des fonctions mathématiques et le système d'interfaçage facilitant l'exécution de programmes C ou Fortran sous Matlab.

Une collection de toolboxes (boîte à outils) regroupe un ensemble de fonctions spécifiques à un thème.

Les fonctions utilisées pour notre programme sont:

- sin : fonction sinus
- asin : fonction inverse de sinus
- cos : fonction cosinus
- acos : fonction inverse de cosinus
- tan : fonction tangente
- atan : fonction inverse de tangente
- sqrt : fonction qui calcul la racine carré de son argument
- abs : valeur absolue d'un nombre
- fix : récupère la partie entière d'un nombre

Organigramme du programme



Avec θ_s : longitude du satellite

θ_t : longitude de la station terrienne

ϕ_t : latitude de la station terrienne

β : ouverture du faisceau de l'antenne du satellite

X_a : projeté du cercle limitant la zone de couverture sur l'axe des X

X_t : projeté de la station terrienne sur l'axe des X

ψ_a : angle d'azimut

ψ_e : angle d'élévation

Présentation de l'interface

Fenêtre d'accueille (Menu principal)



C'est la première fenêtre ouverte une fois qu'on exécute le programme en utilisant la commande « **simul** ». Il y a trois boutons de commande sur cette fenêtre :

- Liaison par Satellite : à choisir si on veut calculer les paramètres de pointage (azimut, élévation) d'une antenne destinée à une communication par satellite ;
- Faisceau Hertzien : à choisir si les paramètres à calculer sont ceux des antennes utilisées en faisceau hertzien ;
- Quitter : pour sortir du programme.

Fenêtre « Liaison par Satellite »

Cette interface est composée de trois champs et cinq boutons de commande:

- en haut à gauche : champ réservé pour les renseignement (emplacement et type de faisceau) concernant le satellite à capter. On choisit l'option étroit s'il s'agit d'un satellite destiné à desservir une zone déterminée : la connaissance de l'angle d'ouverture du faisceau permet de déterminer si la station est dans la zone de couverture du satellite. On choisit l'option Normal (qui est la majorité du cas) si le satellite est destiné à desservir toute la zone visibilité directe du satellite ;
- en haut à droite : champ réservé pour la station terrienne (longitude et latitude) ;
- en bas : champ réservé aux résultats (azimut, élévation, orientation et commentaire).

Les boutons de commande sont :

- Retour : retour au menu principal ;
- Suivant : accès à la fenêtre suivante ;
- Ok : exécute le programme ;
- Nouveau : pour passer à un nouveau calcul ;
- Quitter : pour fermer la fenêtre.

Fenêtre «Faisceau Hertzien »

<p>Station A</p> <p>Coordonnées Géodésiques</p> <table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr><td>x</td><td>78</td><td>m</td></tr> <tr><td>y</td><td>25</td><td>m</td></tr> <tr><td>z</td><td>20</td><td>m</td></tr> </table> <p>Hauteur du Pylône</p> <table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr><td>40</td><td>m</td></tr> </table>	x	78	m	y	25	m	z	20	m	40	m	<p>Station B</p> <p>Coordonnées Géodésiques</p> <table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr><td>x</td><td>23000</td><td>m</td></tr> <tr><td>y</td><td>42500</td><td>m</td></tr> <tr><td>z</td><td>100</td><td>m</td></tr> </table> <p>Hauteur du Pylône</p> <table border="1" style="margin-left: 20px;"> <tr><td>40</td><td>m</td></tr> </table>	x	23000	m	y	42500	m	z	100	m	40	m
x	78	m																					
y	25	m																					
z	20	m																					
40	m																						
x	23000	m																					
y	42500	m																					
z	100	m																					
40	m																						
<p>Résultats des Calculs</p> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%; padding: 5px;"> <p>Station A</p> <p>Azimut <input type="text" value="28"/> (°) <input type="text" value="21"/> (')</p> <p>Elévation <input type="text" value="0"/> (°) <input type="text" value="5"/> (')</p> </td> <td style="width: 50%; padding: 5px;"> <p>Station B</p> <p>Azimut <input type="text" value="208"/> (°) <input type="text" value="21"/> (')</p> <p>Elévation <input type="text" value="0"/> (°) <input type="text" value="-5"/> (')</p> </td> </tr> <tr> <td colspan="2" style="text-align: center; padding: 5px;"> <p>Distance Station A - Station B : <input type="text" value="48265"/> m</p> </td> </tr> </table>		<p>Station A</p> <p>Azimut <input type="text" value="28"/> (°) <input type="text" value="21"/> (')</p> <p>Elévation <input type="text" value="0"/> (°) <input type="text" value="5"/> (')</p>	<p>Station B</p> <p>Azimut <input type="text" value="208"/> (°) <input type="text" value="21"/> (')</p> <p>Elévation <input type="text" value="0"/> (°) <input type="text" value="-5"/> (')</p>	<p>Distance Station A - Station B : <input type="text" value="48265"/> m</p>																			
<p>Station A</p> <p>Azimut <input type="text" value="28"/> (°) <input type="text" value="21"/> (')</p> <p>Elévation <input type="text" value="0"/> (°) <input type="text" value="5"/> (')</p>	<p>Station B</p> <p>Azimut <input type="text" value="208"/> (°) <input type="text" value="21"/> (')</p> <p>Elévation <input type="text" value="0"/> (°) <input type="text" value="-5"/> (')</p>																						
<p>Distance Station A - Station B : <input type="text" value="48265"/> m</p>																							
<input type="button" value="<< Retour"/>	<input type="button" value="Suivant >>"/>	<input type="button" value="Ok"/>																					
	<input type="button" value="Nouveau"/>	<input type="button" value="Quitter"/>																					

Comme la fenêtre précédente, elle est aussi composée de cinq boutons de commande et trois champs qui la différentie avec l'autre :

- en haut

à gauche : champ réservé aux coordonnées géodésiques et hauteur du pylône de la station A (unité : mètre);

- en haut à droite : même champ que le précédent, mais c'est pour la station B ;
- en bas : champ des résultats où s'affichent les angles d'azimut et d'élévation (en degré et minute) des stations A et B, et aussi la distance (en mètre) qui sépare ces deux stations.

Exemples et résultats

On va faire quelques exemples et on va utiliser des tableaux pour afficher les données et les résultats correspondants.

VII.1.1. Exemple 1 : Calcul des paramètres de pointage d'antenne utilisée en communication par satellite

Satellites		Stations Terriennes		Résultats		Observations
Longitude	Faisceau	Longitude	Latitude	Azimut	Elévation	
10° 45'O	12° 17'	60° 16'E	40° 10'N	-	-	En dehors de la zone de couverture
23° 15'E	Normal	30° 40'E	10° 20'S	324° 18'	75° 02'	Station dans la zone de couverture.
20° 00'O	Normal	50° 00'E	30° 00'S	294° 17'	3° 20'	Elévation inférieure à la limite admissible
30° 10'E	Normal	50° 00'O	30° 00'N	-	-	En dehors de la zone de couverture
00° 00'	15° 12'	20° 00'E	00 00	270° 00	66° 33	Dans la zone de couverture

Rémarque : Si on introduit des valeurs non exacts (ex : latitude > 90 ou longitude > 180), un message d'erreur est apparu.

VII.1.2. Exemple 2 : Calcul des paramètres de pointage d'antenne utilisée en faisceaux hertziens

Données			Résultats			
	Station A	Station B	Station A		Station B	
Exemple 1			Azimut	Elévation	Azimut	Elévation
x	10	3000	3° 25'	0° 2'	183° 25'	- 0° 2'
y	20	50000				
z	10	50				
Pylône	40	40				
Exemple 2			Distance A – B = 50 069 m			
x	10	3000	3° 25'	0° 1'	183° 25'	- 0° 1'
y	20	50000				
z	10	35				
Pylône	40	40				

Remarque : Pour deux stations distant de 50 Km, une variation d'altitude de 15 m, pour l'une des stations, entraîne une variation d'élévation d'une minute (1'). Cette remarque est aussi valable en azimut pour un déplacement horizontal de l'une de ces stations.

Conclusion

Ce programme qui vient d'être élaboré renforce les solutions existantes des problèmes liés au pointage d'antenne utilisée pour les liaisons par faisceaux. Il apporte aux résultats (azimut et élévation) une précision d'une minute (') près, à moins que les données utilisées sont erronées. Le pointage d'une antenne devient facile si le Nord géographique est déterminé d'une façon précise par des méthodes appropriées.

Une amélioration de ce programme est envisageable, puisque c'est un logiciel qui peut évoluer, en fonction des imperfections rencontrées en pratique.

CONCLUSION

L'utilisation de la bande des hyperfréquences pour établir des liaisons radio est une grande découverte dans le domaine de télécommunication, vu l'expansion mondiale de son utilisation pour divers domaines (FH, Satellite, etc.). La couverture mondiale par les réseaux de télécommunications actuels est due aux Faisceau Hertzien et Transmission par Satellite parce qu'ils en sont les promoteurs.

L'hyperfréquence, utilisé pour la première fois en télécommunication dans les années 40, rencontre aussitôt après des problèmes de saturation, pour certaines bandes allouées par la CCIR, dans certaines régions : c'est encore une preuve de réussite de l'exploitation de ce domaine. Toutefois, la partie supérieure de la troisième décade (30GHz à 300GHz) est encore, actuellement, difficile à exploiter faute des techniques.

Face à ces problèmes de saturation, des nombreuses méthodes d'optimisation sont déjà adoptés comme l'utilisation de deux polarisations et l'utilisation des différents types d'accès. La numérisation a apporté sa part en introduisant le type d'accès AMRT et AMRC dans certaines applications.

Toujours dans le cadre de ce problème de saturation, les câbles sous marin et la Fibre Optique sont utilisés en parallèle avec l'hyperfréquence pour assurer les liaisons entre des endroits distants. Mais l'utilisation de ces deux derniers est limitée par leur coût croissant avec la distance.

Le Fibre Optique est estimable par sa largeur de bande passante très élevée mais l'hyperfréquence garde sa suprématie dans le domaine de diffusion qu'il assure. En effet, l'hyperfréquence est irremplaçable dans certaines fonctions comme celles de l'INMARSAT qui assure la surveillance des trafics maritimes ; ou pour la tendance actuelle qui utiliser la diffusion directe par satellite pour la téléphonie (IRIDIUM) en utilisant une constellation des satellites (ou grappe de satellite) à basse altitude.

ANNEXES

ANNEXE I: FONCTION DE BESSSEL

Tableau 9.7 Zéros des fonctions de Bessel de première espèce : $J_m(x) = 0$ pour $0 < x < 25$

<i>m</i>	<i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
0	2.40483	5.52008	8.65373	11.795153	14.93092	18.07106	21.21164	24.35247	
1	3.83171	7.01559	10.17347	13.32369	16.47063	19.61586	22.76008		
2	5.13562	8.41724	11.61984	14.79595	17.95982	21.11700	24.27112		
3	6.38016	9.76102	13.01520	16.22347	19.40942	22.58273			
4	7.58834	11.06471	14.37254	17.6160	20.8269	24.1990			
5	8.77142	12.33860	15.70017	18.9801	22.2178				
6	9.93611	13.58929	17.0038	20.3208	23.5861				
7	11.08637	14.82127	18.2876	21.6416	24.9349				
8	12.22509	16.0378	19.5545	22.9452					
9	13.35430	17.2412	20.8070	24.2339					
10	14.47550	18.4335	22.0470						
11	15.58985	19.6160	23.2759						
12	16.6983	20.7899	24.4949						
13	17.8014	21.9562							
14	18.9000	23.1158							
15	19.9944	24.2692							
16	21.0851								
17	22.1725								
18	23.2568								
19	24.3383								

Tableau 9.8
Extrema des fonctions de Bessel de première espèce :

$\frac{dJ_m(x)}{dx} = 0$
pour $0 < x < 25$

<i>m</i>	<i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
0	3.8317	7.0156	10.1735	13.3237	16.4706	19.6159	22.7601	25.9037	
1	1.8412	5.3314	8.5363	11.7060	14.8636	18.0155	21.1644	24.3113	
2	3.0542	6.7061	9.9695	13.1704	16.3475	19.5129	22.6721		
3	4.2012	8.0152	11.3459	14.5859	17.7888	20.9724	24.1469		
4	5.3175	9.2824	12.6819	15.9641	19.1960	22.4010			
5	6.4156	10.5199	13.9872	17.3128	20.5755	23.8033			
6	7.5013	11.7349	15.2682	18.6374	21.9318				
7	8.5778	12.9324	16.5294	19.9419	23.2681				
8	9.6474	14.1156	17.7740	21.2291	24.5872				
9	10.7114	15.2868	19.0045	22.5014					
10	11.7709	16.4479	20.2230	23.7608					
11	12.8265	17.6003	21.4309						
12	13.8788	18.7451	22.6293						
13	14.9284	19.8832	23.8194						
14	15.9754	21.0154							
15	17.0203	22.1423							
16	18.0683	23.2644							
17	19.1045	24.3819							
18	20.1441								
19	21.1823								
20	22.2192								
21	23.2548								
22	24.2894								

ANNEXE II: CALCUL D'ANGLE D'ELEVATION ET AZIMUT

A.2.1 Système de repère en coordonnées sphériques

Considérons un repère cartésien orthonormé (O, x, y, z) (fig.), où O est le centre de la Terre ; l'axe Ox passe par l'intersection du méridien de Greenwich avec l'équateur ; l'axe Oy se trouve dans le plan équatorial perpendiculairement à Ox et l'axe Oz passe par le pôle Nord.

Considérons maintenant un autre repère cylindrique (O, ρ, θ, ϕ) avec θ a pour origine l'axe Ox ; ϕ a comme origine le plan équatorial et ρ représente la norme du vecteur OM qui est une constante égal à R .

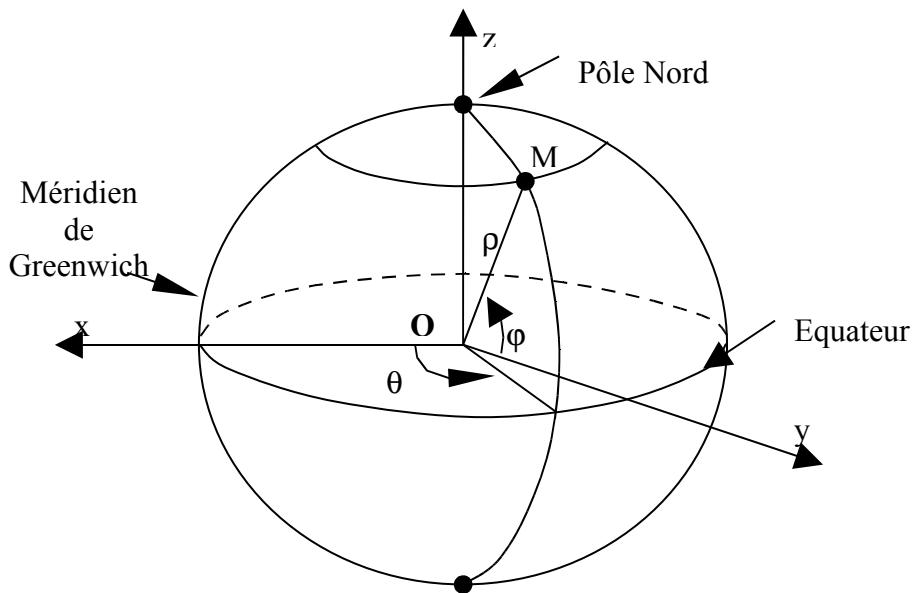


Figure A.2.1 Coordonnées sphériques d'un point M du

Le repère ainsi défini peut représenter chaque point de la surface du globe Terrestre d'une manière unique, où θ représente la longitude et ϕ la latitude. Ce repère sert aussi à localiser un satellite géostationnaire sur son orbite, mais, comme ρ et ϕ sont des constantes pour un satellite géostationnaire ($\rho = 42\,400$ Km, $\phi = 0$), sa position est définie seulement par la longitude θ .

A.2.2 Expression de l'azimut et l'élévation d'une antenne

Soit un satellite géostationnaire placé au dessus d'un point de l'équateur de longitude θ_s , et soit une station terrienne située en un point M de coordonnées (R, θ_T, ϕ_T) . Déterminons l'expression de l'angle d'élévation et l'azimut d'une antenne de cette station en fonction de ces coordonnées.

A.2.2.1 Calcul d'angle d'élévation ψ_E

Pour calculer cet angle d'élévation, considérons le triangle OMS de la figure ci-dessous.

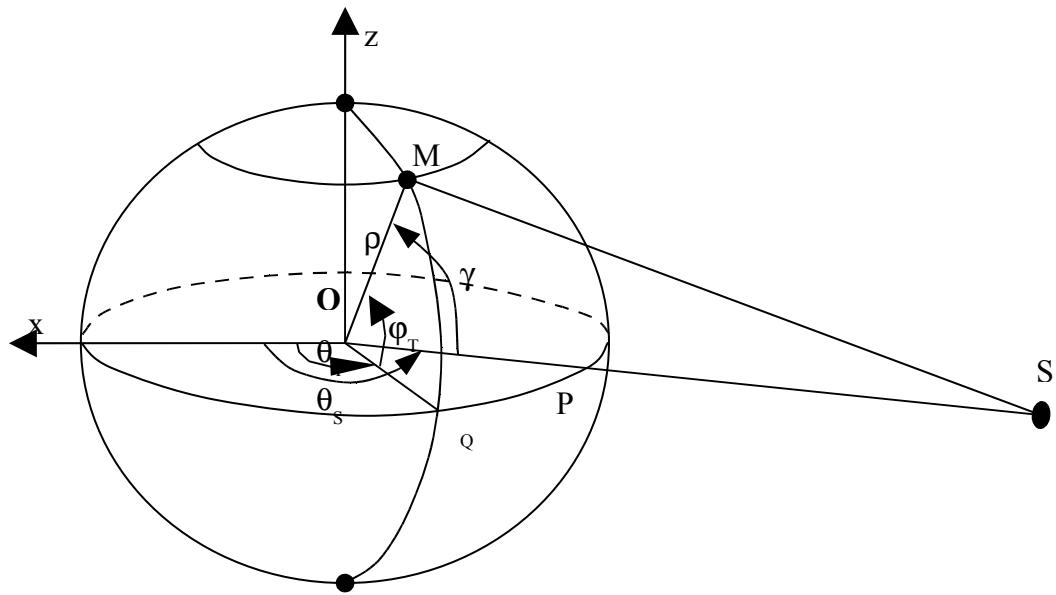


Figure A.2.2 Géométrie du triangle OMS dans le repère sphérique (O, ρ , θ , φ)

Connaissant l'angle γ , on peut déterminer l'angle OMS ($=\beta$) (fig.) à partir duquel on en déduit l'angle d'élévation par la relation :

$$\psi_E = \beta - 90^\circ \quad (\text{a.1})$$

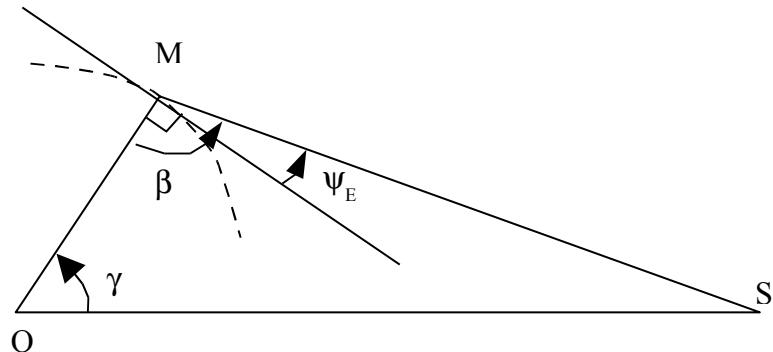


Figure A.2.3 Représentation de ψ_E dans le triangle OMS

Pour le triangle OMS, en posant $OS = H$ ($= 42\ 400$ Km) ; $OM = R$ ($= 6\ 400$ Km) et $MS = D$, on a les relations suivantes :

$$D^2 = H^2 + R^2 - 2.H.R.\cos\gamma \quad (\text{I})$$

$$H^2 = D^2 + R^2 - 2.D.R.\cos\beta \quad (\text{II})$$

(II) $\Rightarrow \cos\beta = (D^2 + R^2 - H^2) / 2RD$ et en remplaçant D par son expression en (I), on aura :

$$\beta = \arccos\left(\frac{R - H \cos\gamma}{\sqrt{R^2 + H^2 - 2RH \cos\gamma}}\right) \quad (\text{a.2})$$

Pour déterminer γ , considérons le pyramide à base triangulaire de sommet O, P, Q et M représenté à la figure ci-dessous.

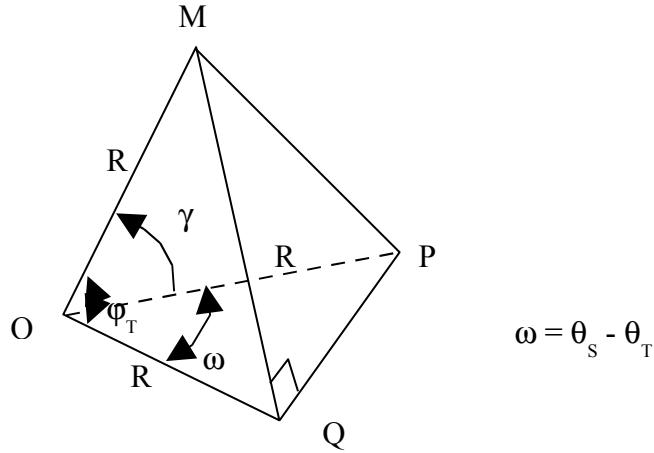


Figure A.2.4 Pyramide définissant l'angle γ

En posant $MP = L$, $QM = K$ et $QP = W$ on peut écrire la relation :

$$L^2 = 2R^2 - 2.R^2 \cdot \cos \gamma$$

Alors

$$\cos \gamma = (2R^2 - L^2) / 2.R^2 = (2R^2 - W^2 - K^2) / 2.R^2$$

avec

$$K^2 = 2R^2(1 - \cos \varphi_T) \text{ et } W^2 = 2R^2[1 - \cos(\theta_s - \theta_T)]$$

Ce qui donne

$$\cos \gamma = \cos \varphi_T + \cos(\theta_s - \theta_T) - 1 \quad (a.3)$$

D'après (2) et (3) on aura :

$$\beta = \arccos\left(\frac{R - H[\cos \varphi_T + \cos(\theta_s - \theta_T) - 1]}{\sqrt{R^2 + H^2 - 2RH[\cos \varphi_T + \cos(\theta_s - \theta_T) - 1]}}\right) \quad (a.4)$$

D'où

$$\psi_E = \arccos\left(\frac{R - H[\cos \varphi_T + \cos(\theta_s - \theta_T) - 1]}{\sqrt{R^2 + H^2 - 2RH[\cos \varphi_T + \cos(\theta_s - \theta_T) - 1]}}\right) - 90^\circ \quad (a.5)$$

Cette formule donne l'expression de l'élévation de l'antenne d'une station en fonction des coordonnées de cette station et du satellite à capter.

A.2.2.2 Détermination de l'azimut ψ_A

Considérons un satellite géostationnaire situé au dessus d'un point S (fig.) de longitude θ_S , et soit une station terrienne placée à un point T de coordonnées sphériques (R, θ_T, φ_T) . L'azimut d'une antenne de cette station est l'angle au niveau du sol entre le plan méridien passant par T et le plan vertical passant par T et S.

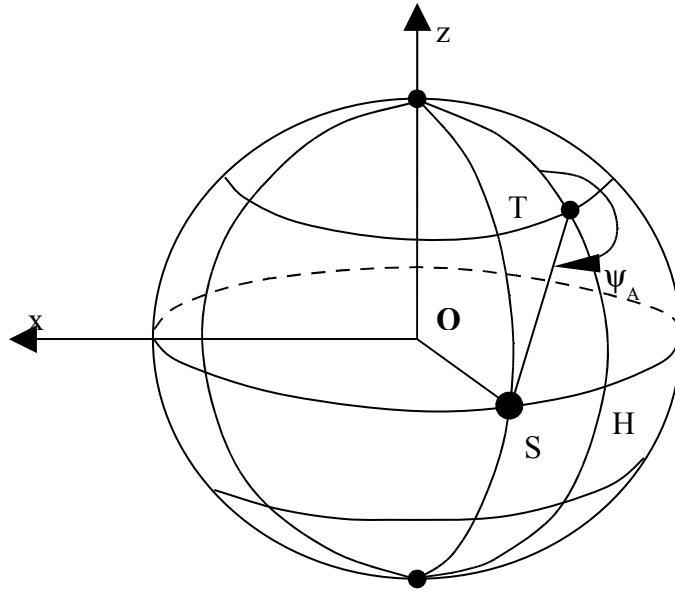


Figure A.2.5 Représentation de l'azimut d'une antenne en un point T

En utilisant le triangle THS qui est rectangle en H, on a la relation suivante :

$$\tan \psi_A = \frac{SH}{TH}$$

avec $TH = \sqrt{2R^2(1 - \cos \varphi_T)}$

$$SH = \sqrt{2R^2[1 - \cos(\theta_S - \theta_T)]}$$

Alors

$$\psi_A = \arctan \sqrt{\frac{1 - \cos(\theta_S - \theta_T)}{1 - \cos \varphi_T}} \quad (a.6)$$

C'est l'expression de l'azimut d'une antenne placée en T

A.2.3 Détermination d'une zone de couverture d'un satellite à faisceau étroit

En général, un satellite géostationnaire placé au dessus d'un point de l'équateur recouvre toute la zone à l'intérieur d'un cercle de diamètre apparent $17^\circ 28'$. Mais quelquefois, pour des raisons divers, on utilise de satellite à faisceau étroit pour couvrir une région donnée. Dans tous les

calculs, on suppose que la direction optimale de l'antenne du satellite est toujours confondue avec l'axe qui relie le satellite et le centre de la Terre.

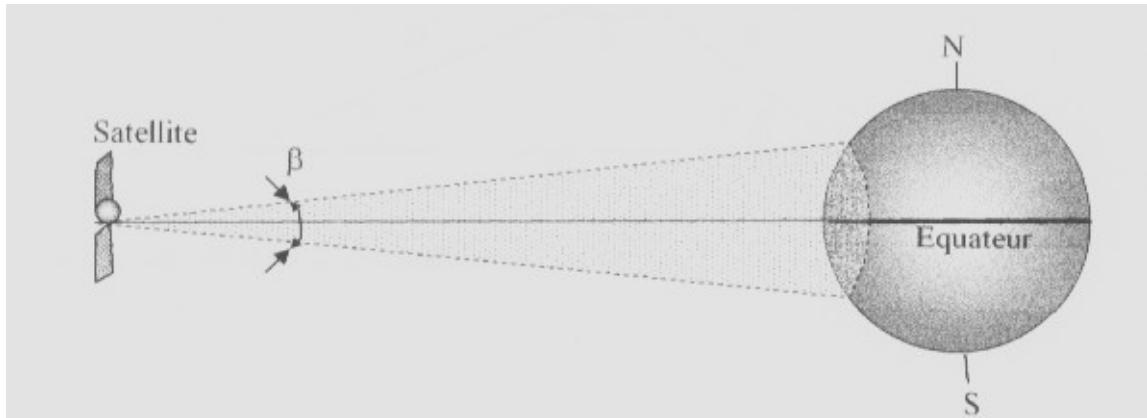


Figure A.2.6 Zone de couverture d'un satellite géostationnaire à faisceau étroite

La courbe limite de cette zone de couverture est un cercle qu'on peut déterminer connaissant l'angle β .

Considérons maintenant un repère orthonormé (O, X, Y, Z) tel que O est le centre de la Terre ; OZ passe par le pôle Nord ; OX passe à l'intersection de l'équateur avec le méridien du satellite et OY est orienté de tel manière que ces trois axes forment un repère orthonormé directe (fig.). Ce repère est celui de (O, x, y, z) considérer précédemment (fig.1) après une rotation d'angle θ_s autour de Oz . Dans ce repère, on va déterminer un point A du cercle qui limite la zone de couverture du satellite.

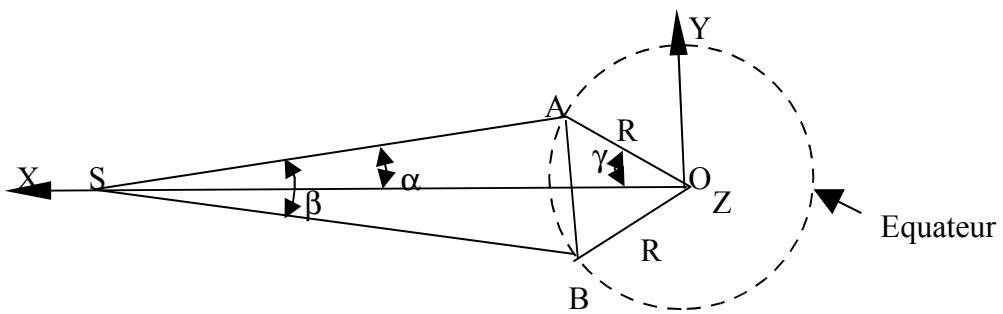


Figure A.2.7 Les points limites de la zone de couverture

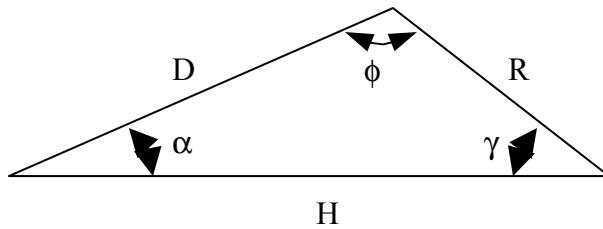
Considérons le triangle $S\hat{O}A$ pour lequel on connaît les cotés OA et OS et l'angle α avec :

$$OS = H = 42\ 400 \text{ Km}$$

$$OA = R = 6\ 400 \text{ Km}$$

$$\alpha = \beta/2$$

Notons $SA = D$, on a alors le triangle



En utilisant la relation du triangle quelconque, on a :

$$\frac{R}{\sin \alpha} = \frac{H}{\sin \phi}$$

$$\phi = \arcsin\left(\frac{H}{R} \sin \alpha\right)$$

$$\gamma = 180^\circ - \alpha - \arcsin\left(\frac{H}{R} \sin \alpha\right)$$

$$X_A = R \cos [180^\circ - \alpha - \arcsin\left(\frac{H}{R} \sin \alpha\right)] \quad (a.7)$$

Tout le point M du globe dont X_M est supérieur à X_A est appartient à la zone de couverture du satellite considéré.

On veut installer une station terrienne en un point T de coordonnées (R, θ_T, ϕ_T) . En utilisant le repère cartésien défini ci-dessus, vérifions si X_T est supérieur à X_A .

Dans le repère (O, x, y, z) T à pour coordonnées :

$$x_T = R \cos \phi_T \cos \theta_T$$

$$y_T = R \cos \phi_T \sin \theta_T$$

$$z_T = R \sin \theta_T$$

Dans le repère (O, X, Y, Z) ces coordonnées devient :

$$x_T = X_T \cos \theta_S - Y_T \sin \theta_S$$

$$y_T = X_T \sin \theta_S + Y_T \cos \theta_S$$

$$z_T = Z_T$$

Et on en déduit:

$$X_T = x_T \cos \theta_S + y_T \sin \theta_S$$

D'où l'expression:

$$X_T = R \cos \phi_T (\cos \theta_T \cos \theta_S + \sin \theta_T \sin \theta_S) \quad (a.8)$$

Si X_T est supérieur à X_A , le point T est dans la zone de couverture du satellite.

ANNEXE III : PROGRAMME

```
% constantes
R=6400;
H=42400;
aziind=0;
%longitude degré du satellite
h=findobj(gcf,'tag','dmsat');
dmsat=get(h,'string')
dmsat=str2num(dmsat)
if dmsat>180
    msgbox('Erreur: La longitude doit être <=180')
    end
%longitude minute du satellite
h=findobj(gcf,'tag','mmsat');
mmsat=get(h,'string')
mmsat=str2num(mmsat)
hposisate=findobj(gcf,'tag','posisate');
vposisate=get(hposisate,'value')
if vposisate==1
    posisat=2
else
    posisat=4
end
%longitude degré de la station terrienne
h=findobj(gcf,'tag','dmsta');
dmsta=get(h,'string')
dmsta=str2num(dmsta)
if dmsta>180
    msgbox('Erreur: La longitude doit être <=180')
    end
%longitude minute de la station terrienne
h=findobj(gcf,'tag','mmsta');
mmsta=get(h,'string')
mmsta=str2num(mmsta)
hposistame=findobj(gcf,'tag','posistame');
vposistame=get(hposistame,'value')
if vposistame==1
    posistam=2
else
    posistam=4
end
%latitude degré de la station terrienne
h=findobj(gcf,'tag','dpsta');
dpsta=get(h,'string')
dpsta=str2num(dpsta)
if dpsta>=90
    msgbox('Erreur: La latitude doit être <90')
    end
%latitude minute de la station terrienne
h=findobj(gcf,'tag','mpsta');
mpsta=get(h,'string')
mpsta=str2num(mpsta)
hposistape=findobj(gcf,'tag','posistape');
vposistape=get(hposistape,'value')
if vposistape==1
    posistap=1
```

```

else
    posistap=2
end
if posisat==4
    coefs=-1;
else
    coefs=1;
end
if posistam==4
    coeft=-1;
else
    coeft=1;
end
tetasat=coefs* (dmsat+mmsat/60);
tetasta=coeft* (dmsta+mmsta/60);
fista=dpsta+mpsta/60;
%conversion en radian
tesat=tetasat*pi/180;
testa=tetasta*pi/180;
fstas=fista*pi/180;
%CONDITION DE CALCULS
if fista==0
    condfi=0;
else
    condfi=1;
end
%choix de type de satellite
hnormal=findobj(gcf,'tag','normal');
vposi=get(hnormal,'value')
if vposi==1
    choix=2
else
    choix=1
end
if choix==1
    %Ouverture du faisceau degré
    h=findobj(gcf,'tag','dovy');
    dovsat=get(h,'string')
    dovsat=str2num(dovsat)
    if dovsat>17
        msgbox('Erreur: Ouverture doit être <17°')
    end
    %Ouverture du faisceau minute
    h=findobj(gcf,'tag','movy');
    movsat=get(h,'string')
    movsat=str2num(movsat)
    ouvert=dovsat+movsat/60;
    ouv=ouvert*pi/360;
    xa=R*cos(asin((H/R)*sin(ouv))-ouv);
    xt=R*cos(fista)*(cos(tesat)*cos(testa)+sin(tesat)*sin(testa));
    if xt>=xa
        autorisation=1;
    else
        autorisation=0;
    end
else
    autorisation=1;
end

```

```

if autorisation==1
    %calcul d'angle d'élévation
    ele=acos([R-H*(cos(fsta)+cos(tesat-testa)-1)]/[sqrt(R*R+H*H-
2*R*H*(cos(fsta)+cos(tesat-testa)-1))])-pi/2;
    elevat=ele*180/pi;
%calcul de l'azimute
if condfi==0
    if (tesat-testa)==0
        aziind=1;
        azi=pi/2;
    else
        azi=pi/2;
    end
else
    azi=atan(sqrt((1-cos(tesat-testa))/(1-cos(fsta))));
end
azim=azi*180/pi;_
if elevat>=0
    if elevat>=5
        h=findobj(gcf,'tag','commentaire');
        set(h,'string','Station dans la zone de couverture')
    else
        h=findobj(gcf,'tag','commentaire');
        set(h,'string','Angle d''élévation inferieur à la limite admissible')
    end
    if aziind==1
        h=findobj(gcf,'tag','commentaire');
        set(h,'string','Azimute non définie')
        h=findobj(gcf,'tag','orientation');
        set(h,'string','Verticale')
    else
        azimute=azim;
        if azimute==90
            if (tetasat-tetasta)<=0
                h=findobj(gcf,'tag','orientation');
                set(h,'string','Ouest')
                tenaizy=270
            else
                h=findobj(gcf,'tag','orientation');
                set(h,'string','Est')
                tenaizy=90
            end
        else
            if azimute==0
                if posistap==1
                    h=findobj(gcf,'tag','orientation');
                    set(h,'string','Sud')
                    tenaizy=180
                else
                    h=findobj(gcf,'tag','orientation');
                    set(h,'string','Nord')
                    tenaizy=0
                end
            else
                if posistap ==1
                    if (tetasat-tetasta)<=0
                        h=findobj(gcf,'tag','orientation');
                        set(h,'string','Sud-Ouest')
                        tenaizy=180+azimute

```

```

        else
            h=findobj(gcf,'tag','orientation');
            set(h,'string','Sud-Est')
            tenaizy=180-azimute
        end
    else
        if (tetasat-tetasta)<=0
            h=findobj(gcf,'tag','orientation');
            set(h,'string','Nord-Ouest')
            tenaizy=360-azimute
        else
            h=findobj(gcf,'tag','orientation');
            set(h,'string','Nord-Est')
            tenaizy=azimute
        end
    end
    end
    azideg=fix(tenaizy)
    azidegy=num2str(azideg)
    h=findobj(gcf,'tag','azideg');
    set(h,'string',azidegy)
    azimin=fix((tenaizy-azideg)*60)
    aziminy=num2str(azimin)
    h=findobj(gcf,'tag','azimin');
    set(h,'string',aziminy)
end
elevation=elevat;

eledeeg=fix(elevation)
eledegy=num2str(eledeeg)
h=findobj(gcf,'tag','eledeeg');
set(h,'string',eledegy)
elemin=fix((elevation-eledeeg)*60)
eleminy=num2str(elemin)
h=findobj(gcf,'tag','elemin');
set(h,'string',eleminy)
else
    h=findobj(gcf,'tag','commentaire');
    set(h,'string','Station en dehors de la zone de couverture')
end
else
    h=findobj(gcf,'tag','commentaire');
    set(h,'string','Station en dehors de la zone de couverture')
end

```

BIBLIOGRAPHIE

- [01] Gérard BARUE, *Télécommunications et Infrastructure*, Ellipses : Paris, 2003
- [02] Fred Gardiol, *Traité d'Electricité volume XIII : Hyperfréquences*, Georgi : Suisse, 1981
- [03] Léo THOUREL, *LES ANTENNES*, DUNOD : Pais, 1971
- [04] Edmond J. P. RADONAMANDIMBY, *Hyperfréquence*, Cours en 5^{ème} Année à l'E.S.P.A., 2004
- [05] S. LEFEUVRE, *Hyperfréquences*, Dunod : Paris, 1969
- [06] G. MARAL M. BOUSQUET J. PARES, *Les systèmes de télécommunications par satellites*, MASSON : Paris, 1982
- [07] D. Bensoussan, *Les antennes*, DUNODN : PARIS, 1980
- [08] Philippe MAGNE, *Faisceaux hertziens*, technique des ingénieurs, 1989
- [09] Ouvrage collectif par des Ingénieurs du CNES et du CENT, *Télécommunications Spatiales*, Masson, Paris New York Barcelone Milan Mexico Rio de Janeiro, 1982
- [10] *Technologie des Stations Terriennes*, INTELSAT : Juin 1999
- [11] René BESSON, *Reception TV par Satellites*, DUNOD : Paris, 1992
- [12] Ernest RANDRIANTSIRESY, *Appareil de navigation, Radiolocalisation et RADAR*, Cours en 5^{ème} Année à l'E.S.P.A., 2004
- [13] S. YONEZAWA, *Microwave Communication*, Maruzen : Tokyo, 1970
- [14] J. VOGÉ, *Les tybes aux Hyperfréquences*, Eyrolles : Paris, 1973
- [15] N. MOKHOFF, *Technologie 80, Communication et microonde* : IEEE Spectrum, Janvier 1980
- [16] M. Mokhtari : « *Matlab 5.2 & 5.3, Simulink 2 & 3* », 1998
- [17] M. Cheysson, *Téléphone Mobile G.S.M./Satellite*, Mémoire de fin d'étude : E.S.P.A., 2003

RENSEIGNEMENTS

Nom : AMPIHERY
Prénoms : Julson Rémi
Adresses : Lot NS 0022 Namahora Sud
MORONDAVA
Tél. : 032 40 541 60
Email : heryjulson@yahoo.fr

Titre de mémoire :

“L’HYPERFREQUENCE ET LA MICROONDE DANS L’EVOLUTION DE LA TECHNIQUE
DE RADIOPHONIE ET LA VIE HUMAINE”

Nombre de pages : 112

Nombre de tableaux : 6

Nombre de figures : 62

Mots clés :

- Antenne
- Chauffage
- Faisceau Hertzien
- Hyperfréquence
- Propagation
- Radar
- Satellite

Directeur de mémoire : Monsieur RADONAMANDIMBY Edmond Jean Pierre

RESUME

Ce mémoire nous a permis de mieux connaître ce que l'hyperfréquence : son emplacement dans le spectre électromagnétique et ses comportement dans la nature.

Dans la partie théorique de cet ouvrage, nous voyons les principales applications de l'hyperfréquence, surtout dans le domaine de la propagation guidée et le chauffage.

La dernière partie, qui est une partie pratique, propose un moyen de calcul des paramètres utilisés pour l'établissement d'une liaison par onde guidée.

ABSTRACT

This memory allowed us to know that better that the very high frequency: his site in the electromagnetic spectre and his behaviour in the nature.

In the theoretical part of this work, we see the main applications of the very high frequency, especially in the domain of the propagation guided and the heating.

The last part, that is a convenient part, propose a means of calculation of the parameters used for the establishment of a link by guided wave.