

REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : TELECOMMUNICATION

Spécialité: Systèmes des Télécommunications

Par

➤ **Medjaaf Mouna**

➤ **Ladour Imene**

Intitulé

Estimation et implémentation DE BILAN DE LIAISON RADIO

Évalué le :15/09/2021

Par la commission d'évaluation composée de :*

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>FLISSI Mustapha</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>BOUTTOUT Farid</i>	<i>Professeur</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>BEHIH Mohammed</i>	<i>MAA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2020/2021

ESTIMATION ET IMPLEMENTATION
DE BILAN DE LIAISON RADIO



Dédicace

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut... Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, Le respect, la reconnaissance... Aussi, c'est tout simplement que Je dédie cette mémoire

A ma mère

"Tu m'as donnée la vie et le courage pour réussir. Tous ce que je peux t'offrir ne pourra exprimer l'amour et la reconnaissance que je te porte

En témoignage je t'offre ce modeste travail pour te remercier pour tes sacrifices et pour l'affection dont tu m'as entourée "

A mon père

"L'épaule solide, l'œil attentif compréhensif et la personne la plus digne de mon estime et de mon respect

Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, que dieu te préserve et te procure santé et langue vie "

A mon mari

"Pour la patience et le soutien dont il a fait preuve pendant toute la durée de ce travail

Sans oublier sa famille "

A mes frères et sœurs la source de mon amour et de ma force

Mes amis et mes camarades

Toute la famille ladour, madjaaf, Gemmauche, chemali

Sans oublier tous les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du secondaire ou de l'enseignement supérieur

Remerciements

Avant tout nous tenons notre remerciement à notre dieu tout puissant de notre avoir donné la force et le courage pour accomplir ce modeste mémoire.

Tous d'abord ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de monsieur Farid Bouttout, on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire

Notre remerciement s'adresse aux jurées pour son soutien moral et ses encouragements

Nos remerciements s'adressent également à tous les professeurs pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et professionnelles

Et finalement on tient à remercier chaleureusement et respectivement tous ceux qu'ont contribués de près ou de loin à la réalisation de ce modeste projet de fin d'étude de master

Mouna et iman

Résumé

Ce mémoire de master consiste à étudier une liaison radio avec relais et de calculer son bilan de liaison, tout en tenant compte des atténuations du signal par son environnement de propagation. Il contient en première partie une étude générale sur les liaisons radios. Dans cette partie nous avons donné la transmission de faisceaux hertziens et la propagation de l'onde. Dans un deuxième temps, nous avons étudié les différents cas d'affaiblissements comme l'affaiblissement dû aux gaz atmosphériques, l'affaiblissement dû à la pluie, de nuages ou de brouillard et l'affaiblissement à la végétation. Le but de cette étude est d'élargir notre étude par la réalisation d'une application sous Matlab permettant de calculer ces différentes atténuations grâce à des formules qui existent dans la littérature. Dans la troisième partie nous avons étudié la communication satellite. La dernière partie de notre travail, nous avons proposé une interface graphique pour le calcul de bilan de liaison soit dans le cas d'une liaison terrestre ou satellitaire.

Summary

This master's thesis consists of studying a radio link with relays and calculating its link budget, while taking into account the attenuations of the signal by its propagation environment. It contains, as a first part, a general study on radio links. In this section, we have given an introduction to FH transmission in the case of terrestrial communication, and also in the case of satellite communication. In a second time, we have studied the various cases of weaknesses such as the weakening of the atmospheric gas, the weakening of rain, clouds or fog, and the weakening of vegetation. The purpose of this study is to extend our study by the realization of an application under MATLAB allowing calculating these different attenuations thanks to formulas that exist in the literature. In the last part of our work, we have proposed a graphical interface for the calculation of the link balance in the case of a terrestrial or satellite link.

SOMMAIRE

Liste des Figures	
Liste des Tableau	
Liste des Abréviations	
Introduction Générale	1
Chapitre I : Transmission faisceaux hertziens et la propagation.....	3
I.1 Introduction	3
I.2 Les supports de transmission	3
I.3 Faisceaux hertziens	3
I.3.1 Définition	3
I.3.2 Constitution.....	4
I.3.3 Les usages des faisceaux hertziens	4
I.4 Qu'est-ce que la Radio	5
I.4.1 Principe d'une liaison radio	5
I.4.2 Comment faire pour que tout le monde puisse communiquer en même temps ?	5
I.4.3 Comment garantir la confidentialité entre l'émetteur et le récepteur ?	5
I.5 Antennes	6
I.6 Propagation.....	7
I.6.1 Introduction.....	7
I.6.2 Mécanismes de propagation.....	7
I.6.3 Environnement de propagation	7
I.6.4 Paramètres de propagation.....	8
I.7 MODES DE PROPAGATION.....	9
I.7.1 Propagation en ligne de mire et l'horizon radio	9
I.7.2 Propagation sans LOS.....	9
I.8 POURQUOI LA PROPAGATION DE MODÈLE ?	10
I.9 SÉLECTION DU MODÈLE ET APPLICATION.....	11
I.9.1 Modèles des Sources.....	11
I.10 Conclusion.....	12
Chapitre II : L'atténuation Sur Le Bilan De Liaison	12
II.1 Introduction.....	12
II.2 Définition d'une atténuation	12
II.3 Affaiblissement de signal à la végétation	12

II.4 Atténuation dû aux gaz de l’atmosphère	13
II.5 Atténuation de l'hydrométéore.....	14
II.6 Atténuation due aux nuages et au brouillard.....	15
II.7 Atténuation de la pluie	16
II.8 Atténuation de la dépolarisation	19
II.9 Exemples de calcul.....	20
II.9.1 Cas 1 : Affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère	20
II.9.2 Cas 2 : Affaiblissement dû au nuage ou de brouillard.....	21
II.9.3 Cas 3 : Affaiblissement de signal à la pluie	21
II.9.4 Cas 4 : Affaiblissement de signal à la végétation.....	22
II.9.5 Affaiblissement Total	23
II.10 Conclusion	24
Chapitre III : Communication Satellite.....	25
III.1 Conception de liaison par satellite (satellite Link design)	25
III.2 THEORIE DE LA TRANSMISSION	28
III.3 TEMPERTAURE DE BRUIT DU SYSTEME ET RAPPORT <i>GT</i>	34
III.4 Récepteurs de station terrienne	35
III.5 Calcul de la température de bruit du système.....	38
III.6 Facteur de bruit et température de bruit.....	43
III.7 Rapport <i>GT</i> pour les stations terriennes	44
III.8 Bilans de liaison	46
Chapitre IV : Bilan De Liaison	48
IV.1 Introduction	48
IV.2 Bilan de liaison hertzienne.....	48
IV.2.1 Définition	48
IV.3 Conditions de propagation	49
IV.3.1 Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente :	49
IV.3.2 Visibilité directe.....	49
IV.3.3 Zones de Fresnel	49
IV.3.4 Bilan de liaison	50
IV.3.5 Pertes en espace libre	50
IV.3.6 Feeder.....	50
IV.3.7 Gain.....	51
IV.3.8 Atténuations dues aux précipitations et aux gaz atmosphériques.....	51

IV.3.9 Niveau du signal reçu.....	51
IV.4 DETAILLE DE bilan de laissions	52
IV.4.1 PIRE	52
IV.4.2 PERTE DE CHEMIN	53
IV.4.3 Gain du récepteur	56
IV.4.4 Marge du lien	57
IV.4.5 Rapport signal sur bruit.....	58
IV.5 CONCLUSION	Erreur ! Signet non défini.
Conclusion générale	59
Bibliographie.....

Liste des Figures

Figure I.1 Constitution d'une liaison hertzienne	4
Figure I.2 Principe d'émission-réception.....	5
Figure II.1 Affaiblissement de signal à la végétation	12
Figure II.2 Simulation « Atténuation provoquée par un arbre »	13
Figure II.3 Atténuation linéique des gaz de l'atmosphère	14
Figure II.4 Atténuation linéique des hydrométéores.....	14
Figure II.5 Affaiblissement par le brouillard à l'aide de simulateur Matlab	16
Figure II.6 Affaiblissement dû à la pluie à l'aide de simulateur Matlab.....	17
Figure II.7 Résultat obtenu pour l'affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère	20
Figure II.8 Résultat obtenu pour l'affaiblissement dû au nuage ou de brouillard.....	21
Figure II.9 Résultat obtenu pour l'affaiblissement de signal à la pluie	22
Figure II.10 Résultat obtenu pour l'affaiblissement de signal à la végétation.....	23
Figure III.1 Illustration d'un système de satellites maritimes utilisant un satellite GEO	28
Figure III.2 Calcul de la densité de flux à partir d'une source isotrope avec PIRE P_t watts. La.....	29
Figure III.3 Calcul de la puissance reçue par une antenne avec gain G_r à partir d'une source avec PIRE $P_t G_t$ watts.	30
Figure III.4 Calcul de la puissance reçue d'un satellite avec PIRE $P_t G_t$ watts y compris les pertes..	32
Figure III.5 Récepteur simplifié avec conversion de fréquence unique.	36
Figure III.6 Plan de fréquences pour récepteur bande C à conversion unique.	37
Figure III.7 Récepteur superhet à double conversion	37
Figure III.8 Plan de fréquences pour un récepteur en bande Ku à double conversion	38
Figure III.9 Modèle de bruit du récepteur.....	39
Figure III.10 Modèle de bruit du récepteur avec une seule source de bruit T_s	39
Figure III.11 Modèle de bruit de récepteur avec une seule source de bruit T_{no}	40
Figure III.12 Satellite GEO à 30° de longitude ouest avec antenne à faisceau global desservant la région de l'océan Atlantique	47
Figure IV.1 schéma général de principe d'une liaison hertzienne	49
Figure IV.2 calcule du PIRE par logicielle Matlab.....	53
Figure IV.3 calcule du gain par logicielle Matlab.....	57

Liste des Tableau

Tableau II.1 Atténuation due à l'environnement local	20
Tableau II.2 Résultat d'affaiblissement du aux gaz de l'atmosphère pour différent valeurs de fréquences	21
Tableau II.3 Résultat d'affaiblissement du au nuage ou de brouillard pour différent valeurs de fréquences	21
Tableau II.4 Résultat d'affaiblissement du au nuage ou de brouillard pour différent valeurs de fréquences	22
Tableau II.5 Résultat d'affaiblissement de signal à la végétation pour différent valeurs de fréquences	23
Tableau II.6 Résultat des différents affaiblissements pour deux valeurs de fréquences.....	23
Tableau III.1 Principales bandes de fréquences pour les liaisons inter satellites (ISL) et les satellites de navigation	26
Tableau III.2 Principales attributions de fréquences pour les satellites fixes, mobiles et de diffusion.	27
Tableau III.3 Valeurs de gain et de température de bruit pour un exemple de récepteur 4 GHz	41
Tableau III.4 Comparaison de la température de bruit et du facteur de bruit.....	44
Tableau III.5 Exemple de bilan de liaison descendante d'un satellite GEO en bande C en air clair...	48
Tableau III.6 Bilan de liaison descendante en bande C sous la pluie.....	48
Tableau IV.1 BILAN DE LAISION	55

Liste des Abréviations

BER : Bit Error Rate

BPF : Filtre Passe-Bande

CNR : Carrier to Noise Ratio

FH : Faisceaux Hertiens

GEO : Géostationnaire

IF: Intermediate Frequency

ISL : Inter Satellite Link

ITU : International Télécommunications Union

LNA : Low Noise Amplifier

LOS : Line-Of-Sight

PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente

SNR : Signal to Noise Ratio

UHF : Ultra-High Frequency

VHF : Very High Frequency

Introduction Générale

Les systèmes de communication par satellite sont évalués et testés à l'aide de programmes de simulation qui ajoutent les facteurs environnementaux qui affectent les signaux et observent les performances de la liaison satellite. Une liaison par satellite RF se compose d'une liaison montante (émission de la station terrienne vers le satellite) et d'une liaison descendante (satellite vers la station terrienne réceptrice). La puissance et la qualité du signal sur la liaison montante dépendent de la force du signal lorsqu'il quitte la source (station terrienne) et comment le satellite la reçoit. Alors que, du côté de la liaison descendante, cela dépend de la force avec laquelle le satellite peut retransmettre le signal et de la façon dont la station au sol le reçoit. Le signal de la source dans la station au sol traitera le signal pour atteindre le satellite. Le processus d'envoi contient la modulation, la conversion de fréquence et l'amplification s'il transmettra le signal au satellite par une antenne à faisceau étroit. Grâce à l'atténuation de l'espace libre et à la perte massive, un effet est apparu sur le signal, de sorte qu'un signal faible sera reçu par le satellite. Une amplification du signal et un certain traitement sont nécessaires pour convertir le signal de la fréquence de la liaison montante à la fréquence de la liaison descendante. De nombreuses études ont été réalisées avec différentes méthodes telles que le bilan de liaison RF - Simulations -MATLAB, qui montre uniquement les effets du niveau de puissance, du gain d'antenne et du rapport S/B. RFcafé propose un programme nommé RF calculateur work book par excel, et il traite les principaux facteurs du bilan de liaison et calcule la puissance reçue.

Dans ce mémoire, la puissance nette d'émission de la station terrienne sera calculée en tenant compte des principaux facteurs qui causent la perte et l'atténuation sur le trajet du signal avant d'émettre sur le canal en espace libre. Cet article montre tous les facteurs affectant le signal du côté récepteur, et les facteurs qui donnent le retour et la perte sur le signal. Enfin, les résultats montreront les effets de tous les facteurs et calcule l'état de la liaison satellite

Dans ce travail de master, on a dans le but de calculer le bilan de liaison, et il est conçu pour montrer les paramètres qui affectent le signal RF lorsqu'il traverse la couche

atmosphérique, Le récepteur et l'émetteur. Les résultats du programme de bilan de liaison avec les effets de la modification des paramètres seront montrés

Le système de communication est finalement limité par le rapport signal sur bruit (SNR) réalisable au niveau du récepteur. Généralement, il y a un seuil en dessous de la performance du système de communication est inacceptable. Dans systèmes de communication numérique, le taux d'erreur sur les bits du système devient souvent trop élevé (selon les performances

Promises par un système de communication) en dessous d'un certain SNR.

Le manuscrit de ce mémoire est composé de trois chapitres :

Nous avons au premier chapitre étudié le système de transmission par faisceaux hertziens, ou nous avons présenté la structure générale d'une liaison FH et donné une généralité sur les satellites.

Au deuxième chapitre, nous avons expliqué les différents cas d'affaiblissements comme l'affaiblissement du aux gaz atmosphérique, l'affaiblissement du a la pluie, de nuages ou de brouillard et l'affaiblissement a la végétation. et on termine avec des exemples fait à l'aide de simulateur Matlab sous forme d'une interface graphique.

Au troisième chapitre étude communication satellite, enfin le quatrième chapitre nous avons donné en détaille le formalisme de calcul du bilan de liaison, tout en proposant un logiciel permettant de calculer le bilan de liaison dans un environnement satellitaire et terrestre avec et sans obstacle.

Chapitre I

Transmission Faisceaux Hertziens Et La Propagation

Chapitre I : Transmission faisceaux hertziens et la propagation

I.1 Introduction

Une chaîne de transmission est l'ensemble des dispositifs permettant le transport d'une information sur des distances souvent importantes. Cette transmission comprend trois éléments essentiels : Une source, un canal de transmission et un destinataire. Dans ce chapitre, nous essayons de présenter les principales caractéristiques de la transmission des informations.

I.2 Les supports de transmission

Dans les télécommunications, on distingue actuellement trois grandes familles :

- Les liaisons filaires.
- Les liaisons hertziennes.
- Les liaisons optiques.

Il existe deux types de liaisons optiques :

- Liaison par fibre optique (optique guidée).
- Liaison optique en espace libre (exemple : liaison infrarouge télécommande-téléviseur).

Nous n'étudierons en détail dans ce chapitre que les liaisons hertziennes, car notre interconnexion se fera par faisceaux hertziens [1].

I.3 Faisceaux hertziens

I.3.1 Définition

Un faisceau hertzien est un système de transmission de signaux (aujourd'hui principalement numériques) bilatérale et permanente entre deux points fixes : on parle de liaison point à point. Il utilise comme support les ondes radioélectriques avec des fréquences porteuses de 1.5 GHz à 38 GHz (domaine des micro-ondes), très fortement concentrées à l'aide des antennes directives. A débit donné, la portée se réduit lorsque la fréquence du FH augmente [2].

I.3.2 Constitution

Le système de transmission par faisceaux hertziens est constitué par :

- Des stations terminales utilisant les émetteurs et des récepteurs dirigeant dans le même sens.
- Des stations relais : utilisant les émetteurs et les récepteurs dans le sens contraire

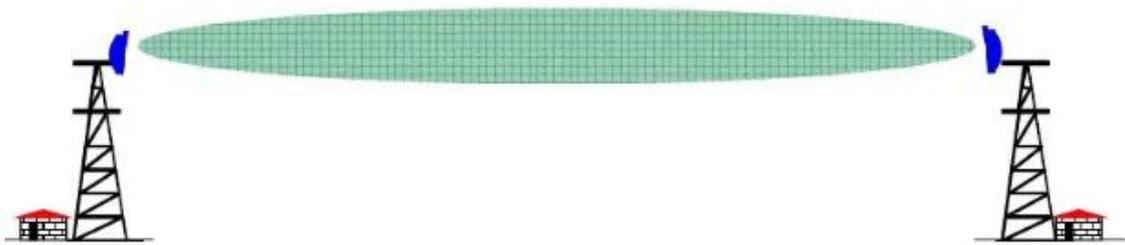


Figure I.1 Constitution d'une liaison hertzienne

I.3.3 Les usages des faisceaux hertziens

Les faisceaux hertziens sont utilisés principalement pour raccorder des points à distance.

- Radiodiffusion (en modulation d'amplitude ou de fréquence)
- Télédiffusion (analogique ou numérique, terrestre ou par satellite)
- Radiocommunications : Talkie-walkie, liaison VHF pour avions ou bateaux
- Téléphonie : téléphone DECT (réseau de téléphones sans fil à l'intérieur d'une maison ou d'une petite entreprise), téléphone mobile.
- Internet : Liaison Wifi (réseau Internet sans fil à l'intérieur d'une maison ou d'une petite entreprise) [1].

Les technologies FH sont beaucoup utilisées dans le cadre du déploiement des réseaux de téléphonie mobile.

I.4 Qu'est-ce que la Radio

Un signal Radio est une onde électromagnétique qui se déplace à la vitesse de la lumière. Correctement codé, ce signal peut transporter de l'information

I.4.1 Principe d'une liaison radio

Pour établir une telle liaison il faut un émetteur et un récepteur. L'émetteur reçoit un signal électrique qu'il convertit en signal électromagnétique, lequel est conduit vers l'antenne. Ce dernier émet le signal dans la nature où il peut être capté par une ou plusieurs autres antennes. L'antenne réceptrice conduit le signal reçu vers le récepteur d'où est extrait le même signal électrique que celui qui était en entrée de l'émetteur [3].



Figure I.2 Principe d'émission-réception

I.4.2 Comment faire pour que tout le monde puisse communiquer en même temps ?

Ce problème n'existe pas par rapport à une liaison filaire : chacun son câble ! Dans le cas des liaisons hertziennes, ceci impose une gestion stricte des fréquences : Chaque système de transmission radio dispose d'une certaine bande de fréquence qui lui est allouée [1].

I.4.3 Comment garantir la confidentialité entre l'émetteur et le récepteur ?

N'importe quel « espion » peut intercepter une communication puisque l'information est transmise en « espace libre ».

Cet inconvénient est corrigé par l'utilisation de cryptage de l'information entre l'émetteur et le récepteur [1].

I.5 Antennes

Les antennes sont des appareils utilisés soit pour l'émission soit pour la réception de radio vagues. Une antenne émettrice est un dispositif alimenté par un générateur d'énergie électrique à une certaine fréquence et émettre des ondes radio dans l'espace. Ces ondes sont générées par l'émission d'un courant variable le long de l'antenne émettrice. Une réception antenne est un dispositif dont la fonction est de transmettre à un récepteur les effets des ondes radio émises par une source distante. L'interaction entre une antenne et une onde électromagnétique produit sur l'antenne un courant variable identique au courant qui aurait été nécessaire à cette antenne pour émettre l'onde. Les formes et les dimensions des antennes d'émission et de réception dépendent de leur utilisation prévue ainsi que sur la fréquence. Parmi les différentes formes de antennes on peut citer par exemple linéaire, hélicoïdale, réflecteur, boucle, cornet et antennes patch. Les principales caractéristiques des antennes sont leur diagramme de rayonnement, le gain de puissance, la directivité, la largeur de faisceau, l'ouverture, la polarisation, la répartition du courant le long des antennes, leur hauteur effective et leur impédance.

1.1.5 Modélisation de la propagation

La propagation des ondes radio est décrite à travers la modélisation des différents mécanismes physiques (atténuation en espace libre, atténuation atmosphérique, végétation et atténuation des hydrométéores, atténuation par diffraction, perte de pénétration dans le bâtiment, etc.). Cette modélisation est nécessaire à la conception de systèmes de télécommunication et, une fois qu'ils ont été conçus, pour leur déploiement réel sur le terrain. Dans le premier cas, des modèles de propagation sont implémentés dans le logiciel afin de simuler la chaîne de transmission : ce procédé permet d'identifier et de reproduire les caractéristiques pertinentes du canal de propagation et d'évaluer les systèmes en termes de qualité et de taux d'erreur. Ces modèles sont basés sur la prise en compte de la réponse impulsionnelle et son évolution dans l'espace et dans le temps, et s'appuient sur des environnements typiques plutôt que sur des bases de données géographiques. Dans le second cas, les modèles de propagation sont implémentés dans des outils d'ingénierie pour la prédiction des différents paramètres utiles pour le déploiement sur le terrain des systèmes, par l'étude de la couverture radio (choix des sites d'émission, fréquence allocation, évaluation des puissances, gains d'antenne, polarisation) et pour la définition des interférences se produisant entre les émetteurs distants. L'analyse de la propagation a sa place dans l'étude des différents types de liaisons : liaisons ionosphériques,

liaisons fixes, liaisons point à point ou hyperfréquences, Earth satellite liaisons et liaisons radio mobiles. Ces différents types de liens seront successivement examinés

I.6 Propagation

I.6.1 Introduction

L'une des conditions préalables au développement des services de télécommunication est la compréhension de la propagation des ondes, qu'elles soient acoustiques, électromagnétiques, ondes radio ou lumineuses, qui sont utilisées pour la transmission d'informations.

I.6.2 Mécanismes de propagation

Les ondes radio se propagent dans l'espace selon plusieurs mécanismes : propagation en espace libre ou propagation en ligne de mire, réflexion, transmission, diffraction, diffusion et guidage d'ondes. Dans l'espace libre, une onde se propage sans rencontrer d'obstacle. La surface de l'onde est l'ensemble de tous les points atteints à un certain moment après le moment d'émission de l'onde dans un milieu homogène. L'atténuation en libre l'espace résulte de la diffusion de l'énergie qui se produit lorsque l'onde se propage loin de l'émetteur. L'atténuation en espace libre est fonction de la distance et la fréquence. L'excès d'atténuation par rapport à l'atténuation en espace libre est défini comme la différence entre l'affaiblissement sur le trajet et l'affaiblissement en espace libre (absorption atmosphérique, atténuation des hydrométéores, perte de pénétration dans le bâtiment, atténuation de la végétation, atténuation due à la diffraction, etc.). La réflexion est le phénomène par lequel des vibrations ou des ondes sont réfléchies à une surface selon la loi de Snell-Descartes. Ce phénomène se produit lorsqu'une l'onde se propageant heurte une surface de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Une distinction est communément faite entre la réflexion spéculaire, se produisant en présence d'une surface parfaitement plane, homogène et diffuse réflexion, qui a lieu en présence d'une surface rugueuse, c'est-à-dire une surface présentant des irrégularités. Le coefficient de réflexion est défini comme le rapport entre le flux d'énergie reçu et le flux d'énergie incident [4].

I.6.3 Environnement de propagation

L'environnement de propagation est l'environnement géographique considéré pour la description de la propagation des ondes entre un émetteur et un récepteur. Cette

l'environnement est généralement décrit à partir des paramètres physiques du milieu, comme la pression, la température, l'humidité ou l'indice de réfraction et de bases de données géographiques contenant des données concernant la topographie, la végétation et l'occupation du sol, les axes routiers et les bâtiments. Des bases de données géographiques sont construites et maintenu grâce à un processus complexe combinant satellite et antenne des photographies ou des plans de bâtiments avec des processus de numérisation complexes. En fonction de l'antenne physique de la station de base et de sa couverture géographique domaine, ces bases de données permettent la définition de quatre types différents de cellules avec par rapport à la propagation des ondes radio : macrocellule, petite cellule, microcellule et pico cellule. Les caractéristiques de chacune de ces cellules dépendent de l'emplacement, sur la puissance et sur la hauteur de la hauteur de l'antenne de la station de base ainsi que sur l'environnement géographique. [4].

I.6.4 Paramètres de propagation

Les principaux paramètres de propagation liés au milieu sont :

- Impédance caractéristique, en ohm
- Constante d'atténuation, en Neper/m
- Constante de phase, en Rad/m
- Nombre d'ondes, k en Rad/m
- Constante de propagation, en m⁻¹
- Indice de réfraction, n.

η et k sont normalement des valeurs complexes mais α et β sont des quantités réelles liées à la

Constante de propagation par $\gamma = \alpha + j\beta$ L'impédance caractéristique de l'espace libre est une

Valeur réelle :

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377 \text{ ohm} \quad (\text{I.1})$$

De plus, le nombre d'onde, k, pour l'espace libre est une valeur réelle comme suit :

$$K_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{\epsilon}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{I.2})$$

Pour plus de détails sur les paramètres mentionnés ci-dessus et les formules associées référence est faite aux livres sur les champs électromagnétiques et les ondes abordés dans l'Attachement.

I.7 MODES DE PROPAGATION

La propagation des ondes électromagnétiques est décrite par les équations de Maxwell, qui affirmer qu'un champ magnétique changeant produit un champ électrique et un changement champ électrique produit un champ magnétique. Ainsi, les ondes électromagnétiques peuvent à s'auto-propager [4].

I.7.1 Propagation en ligne de mire et l'horizon radio

Dans l'espace libre, les ondes électromagnétiques sont modélisées comme se propageant vers l'extérieur de la source dans toutes les directions, résultant en un front d'onde sphérique. Tel que source est appelée radiateur isotrope et au sens le plus strict, n'existe pas.

La direction de propagation en un point donné sur le front d'onde est donnée par le produit vectoriel du champ électrique (E) et le champ magnétique (H) en ce point. La polarisation d'une onde est définie comme l'orientation du plan qui contient

I.7.2 Propagation sans LOS

Il existe plusieurs moyens de propagation des ondes électromagnétiques au-delà de la LOS propagation. Les mécanismes de propagation non-LOS varient considérablement, en fonction de la fréquence de fonctionnement. Aux fréquences VHF et UHF, indirecte la propagation est souvent utilisée. Des exemples de propagation indirecte sont les téléphones portables, téléavertisseurs et certaines communications militaires. Un LOS peut exister ou non pour ces systèmes. En l'absence d'un chemin LOS, la diffraction, la réfraction et/ou les réflexions par trajets multiples sont les modes de propagation dominants. La diffraction est le Phénomène d'ondes électromagnétiques se pliant au bord d'un blocage, résultant en l'ombre du blocage étant partiellement rempli. La réfraction est la courbure des ondes électromagnétiques due à l'inhomogénéité du milieu. Le multi trajet est l'effet des réflexions de plusieurs objets dans le champ de vue, ce qui peut entraîner de nombreuses copies différentes de l'onde arrivant au

receveur. Les effets de propagation au-dessus de l'horizon sont vaguement classés comme ciel ondes, ondes troposphériques et ondes de sol. Les ondes du ciel sont basées sur la réflexion/réfraction ionosphérique et sont actuellement discutées. Ondes troposphériques sont ces ondes électromagnétiques qui se propagent et restent dans la basse atmosphère. Les ondes de sol comprennent les ondes de surface, qui suivent le contour de la terre et les ondes spatiales, qui incluent la propagation directe LOS comme ainsi que la propagation par rebond au sol.

- **Propagation indirecte ou obstruée**
- **Propagation troposphérique**
- **Propagation ionosphérique**

I.8 POURQUOI LA PROPAGATION DE MODÈLE ?

L'objectif de la modélisation de la propagation est souvent de déterminer la probabilité de performances satisfaisantes d'un système de communication ou d'un autre système dépend de la propagation des ondes électromagnétiques. C'est un facteur majeur dans la planification des réseaux de communication. Si la modélisation est trop conservatrice, des coûts excessifs peuvent être encourus, alors qu'une modélisation trop libérale peut entraîner des performances insatisfaisantes. Ainsi, la fidélité de la modélisation doit correspondre à l'application prévue. Pour la planification de la communication, la modélisation du canal de propagation est dans le but de prédire l'intensité du signal reçu à la fin de la liaison. En plus de la force du signal, il existe d'autres dégradations de canal qui peuvent dégrader les performances de la liaison. Ces déficiences comprennent la propagation des retards (tache dans le temps) en raison des trajets multiples et de l'évanouissement rapide du signal dans un symbole (distorsion du spectre du signal). Ces effets doivent être pris en compte par le concepteur d'équipements, mais ne sont généralement pas considérés comme faisant partie de la planification des liaisons de communication. Au lieu de cela, on suppose que le matériel a été conçu de manière adéquate pour le canal. Dans certains cas, cela peut ne pas être vrai et la liaison de communication avec une force de signal de réception suffisante peut ne pas fonctionner bien. C'est l'exception plutôt que la norme cependant.

I.9 SÉLECTION DU MODÈLE ET APPLICATION

La sélection du modèle à utiliser pour une application particulière tourne souvent être autant un art (ou une religion) qu'une science. La culture d'entreprise peut dicter quels modèles seront utilisés pour une application donnée. En général, c'est une bonne idée d'employer deux ou plusieurs modèles indépendants s'ils sont disponibles et utiliser les résultats comme limites sur les performances attendues. Le processus de La modélisation de la propagation est nécessairement une modélisation statistique, et les résultats d'une propagation l'analyse doit être utilisée en conséquence. Il peut être tentant de « magasiner » différents modèles jusqu'à ce que l'on trouve que fournit la réponse souhaitée. Inutile de dire que cela peut conduire à des performances décevantes à un moment donné dans le futur. Même ainsi, il peut être utile pour certaines circonstances telles qu'un marketing hautement concurrentiel ou l'élaboration de propositions. Il est important que le concepteur ne se laisse pas bercer par une trop grande confiance dans les résultats d'un seul modèle, cependant, à moins que l'expérience ne montre qu'il s'agit d'un modèle fiable prédictif du canal de propagation considéré.

I.9.1 Modèles des Sources

De nombreuses situations d'intérêt ont des modèles relativement matures basés sur de grandes quantités de données empiriques collectées spécifiquement dans le but de caractériser propagation pour cette application. Il existe également une variété de propriétaires modèles basés sur des données collectées pour des applications très spécifiques. Pour plus largement modèles acceptés, des organisations comme l'International Télécommunications Union (ITU) fournit des recommandations pour la modélisation de divers types de propagation déficiences. Bien que ces modèles ne soient pas toujours les mieux adaptés Une application particulière, leur large acceptation les rend précieux en tant que référence. Il existe un certain nombre de logiciels de modélisation de propagation disponibles dans le commerce packages. La plupart de plus, certains peuvent inclure des modèles propriétaires. Lors de l'utilisation de tels packages, Il est important que l'utilisateur comprenne ce que le sous-jacent sont les modèles et les limites de ces modèles ces packages utilisent des techniques de modélisation standard.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous commençons par une introduction sur la transmission d'information, puis nous avons donné une étude générale sur la transmission par faisceau hertzien.

Ensuite, nous avons présenté la transmission par onde radioélectrique, partie dans laquelle le principe d'émission et réception des signaux par les antennes a été élucidé et présenté la propagation

Chapitre II

L'ATTENUATION SUR LE BILAN DE LIAISON

Chapitre II : L'atténuation Sur Le Bilan De Liaison

II.1 Introduction

Dans une liaison radioélectrique entre un émetteur et un récepteur le rapport de la puissance fournie par l'émetteur à la puissance disponible à l'entrée du récepteur dépend de plusieurs facteurs tels que les pertes dans les antennes ou dans les lignes de transmission qui les alimentent, l'affaiblissement dû aux divers mécanismes de propagation, les pertes dues à une mauvaise adaptation des impédances ou de la polarisation, etc. Donc il est souhaitable de normaliser la terminologie et les notations employées pour caractériser l'affaiblissement de transmission et les composantes de cet affaiblissement [6]. Dans ce chapitre nous avons étudié les différents cas d'atténuations dans une liaison.

II.2 Définition d'une atténuation

L'atténuation ou affaiblissement est la diminution relative de la puissance d'un signal au cours de sa transmission, que ce soit dans les lignes de transmission ou dans la transmission hertzienne, est une grandeur importante dans les télécommunications [7].

II.3 Affaiblissement de signal à la végétation

Lorsque les antennes sont entourées d'une végétation modérément dense, des pertes s'ajoutent car les signaux doivent passer aux travers. C'est ce genre de pertes contenues. A cause de sa distribution particulière (la végétation n'est pas un milieu homogène), le calcul de l'atténuation produite ne se fait pas par le biais de la constante d'atténuation liée aux paramètres électriques du matériau [8].

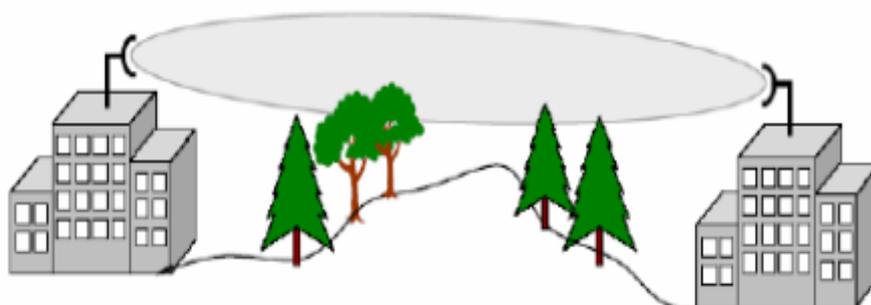


Figure II.1 Affaiblissement de signal à la végétation

Atténuation provoquée par un arbre [9] :

$$L_{vig}[dB] = 12.01 + 7.46 \log(f_{GHz}) \quad (II.1)$$

Atténuation par mètre :

$$L_{vig}[dB] = 0.54 + 1.4 \log(f_{GHz}) \quad (II.2)$$

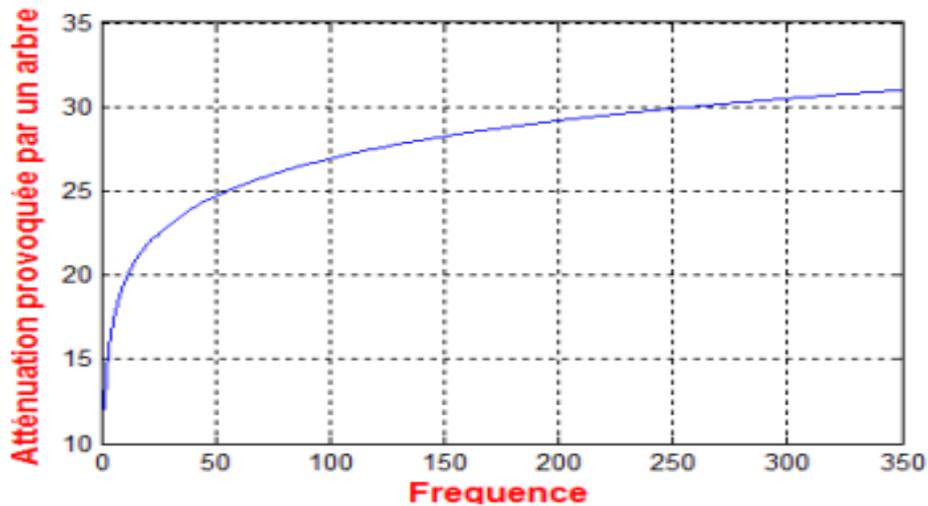


Figure II.2 Simulation « Atténuation provoquée par un arbre »

II.4 Atténuation dû aux gaz de l'atmosphère

Le gaz de l'atmosphère a des fréquences de résonances moléculaires à lesquelles ils absorbent une partie appréciable de l'énergie incidente. Les relais d'absorption les plus importantes sont celles de l'oxygène et de la vapeur d'eau, l'azote n'ayant aucune raie d'absorption dans la bande de fréquence radio [8].

L'affaiblissement le long d'un trajet de longueur d (km) est [10] :

$$A_a = \gamma_a d \quad (II.3)$$

γ_a : L'affaiblissement linéique en (dB/Km)

La figure montre l'atténuation linéique α_{gaz} provoquée par l'oxygène et la vapeur d'eau.

p : 1013.6 mbar ; $T=20^\circ$; Vapeur d'eau = 7.5 g/m³

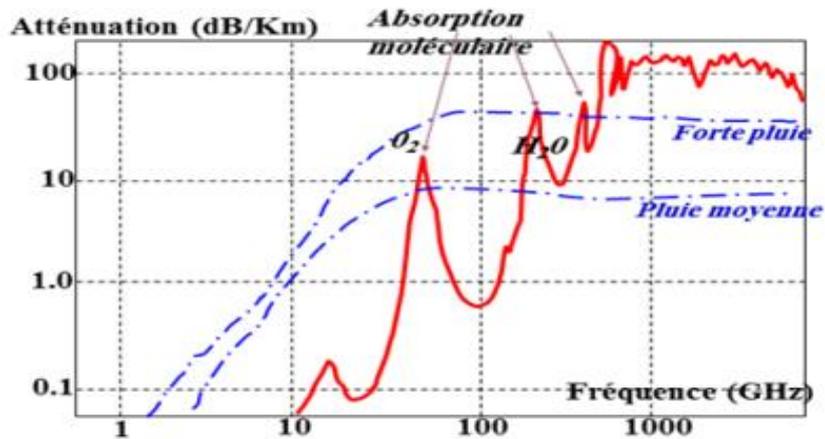


Figure II.3 Atténuation linéique des gaz de l'atmosphère

II.5 Atténuation de l'hydrométéore

Les hydrométéores regroupent toutes les particules d'eau présentes dans l'atmosphère. Ces particules, selon leur taille par rapport à la longueur d'onde, affecte différemment les ondes électromagnétiques. En considéré principalement comme hydrométéores : les nuages, la brume, le brouillard, la pluie et la neige [8].

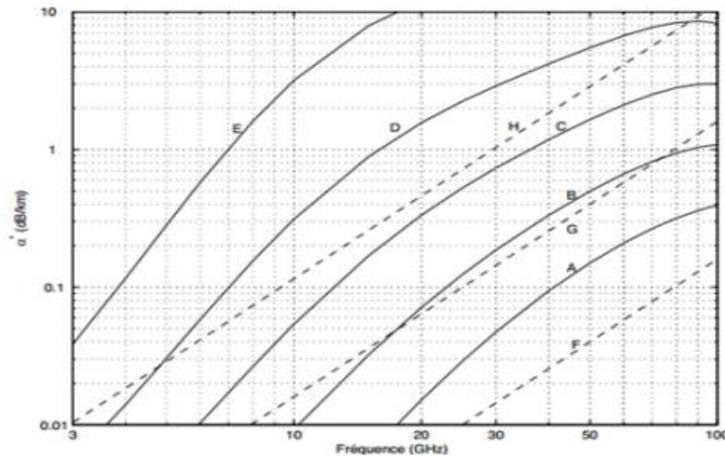


Figure II.4 Atténuation linéique des hydrométéores

- B : 1.0 mm/hre (pluie fine)
- C : 4.0 mm/hre (pluie)
- D : 16 mm/hre (pluie forte)
- E : 100 mm/hre (pluie torrentielle)

- Affaiblissement par le brouillard de :

F : 0.032 g/m^3 (visibilité de plus de 600 m)

G : 0.32 g/m^3 (visibilité de 120 m)

H : 2.3 g/m^3 (visibilité de 30 m).

II.6 Atténuation due aux nuages et au brouillard

L'atténuation due aux nuages et au brouillard est déterminée sur la base de l'eau totale contenue par unité de volume. Aux fréquences autour de 100 GHz et à des fréquences plus élevées, l'atténuation du brouillard peut atteindre des niveaux importants. La concentration en eau liquide est typiquement égal à environ $0,05 \text{ g/m}^3$ à l'intérieur d'un brouillard modéré (visibilité de l'ordre de 300 mètres) et de $0,5 \text{ g/m}^3$ à l'intérieur d'un épais brouillard (visibilité de l'ordre de 50 mètres) Dans le cas de nuages et de brouillards constitués entièrement de très petites gouttelettes de diamètre inférieur à 0,01 centimètre en moyenne, l'approximation de Rayleigh est valable à des fréquences inférieures à 200 GHz. L'atténuation peut donc s'exprimer en fonction de la teneur totale en eau par unité de volume (g/m^3). L'équation suivante donne l'atténuation spécifique dans les nuages ou les brouillards avec telles caractéristiques :

$$\gamma_c = k_1 M \text{ (dB/km)} \quad (\text{II.4})$$

- γ_c : Affaiblissement linéique (dB/km) à l'intérieur du nuage.
- k_1 : affaiblissement linéique spécifique ((dB/km) / (g/m^3))
- M : concentration en eau liquide dans les nuages ou le brouillard (g/m^3).

Aux fréquences de l'ordre de 100 GHz et aux fréquences supérieures l'affaiblissement par le brouillard peut devenir important. La concentration en eau liquide dans le brouillard est en général égale à environ $0,05 \text{ g/m}^3$ pour un brouillard modéré (visibilité de l'ordre de 300 m) et de $0,5 \text{ g/m}^3$ pour un brouillard épais (visibilité de l'ordre de 50 m).

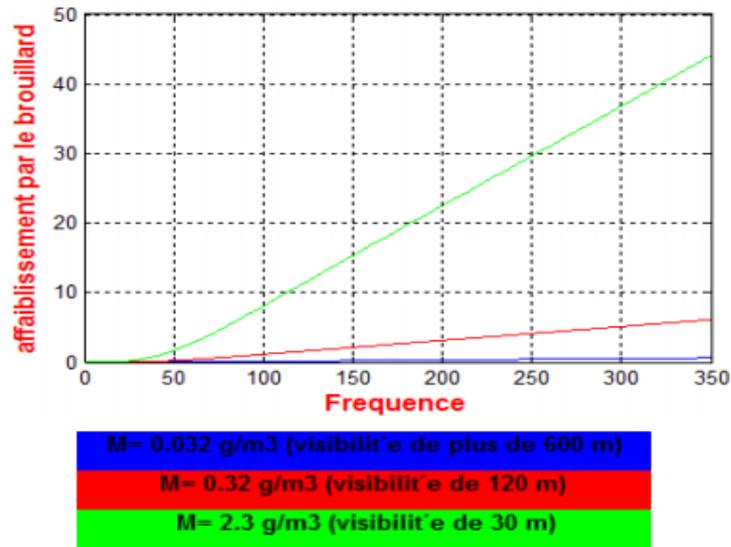


Figure II.5 Affaiblissement par le brouillard à l'aide de simulateur Matlab

L'équation de l'atténuation peut donc s'écrire sous la forme :

$$A = \frac{Lk_1}{\sin \theta} \text{ (en dB) avec } 90^\circ > \theta > 5^\circ \quad (\text{II.5})$$

Où est l'angle d'élévation, et les valeurs de K_1 sont celles indiquées. Les statistiques du contenu total d'une colonne d'eau liquide peuvent être obtenues soit à partir de mesures radiométriques ou en lançant des radiosondes. S'il n'y a pas de local mesures disponibles, il est conseillé, afin de calculer l'atténuation due à nuages, pour utiliser les valeurs de la teneur totale en eau liquide dans une colonne de nuages (normalisé à 0°C) qui peuvent être collectées à partir des données UIT-R (Rec. p.676). Ces données donnent la teneur normalisée en eau liquide dans une colonne de nuages (kg/m²) dépassé pendant 20, 10, 5 et 1 pour cent du temps sur une année. Décivons ici une application numérique : pour un contenu global normalisé d'eau liquide dans une colonne de nuages égale à 0,6 kg/m², valeur dépassée pendant 1 pour cent de temps sur une année (valeur moyenne en France), l'atténuation zénithale est égale à 0,25 et 1,2 dB à 20 et 60 GHz respectivement. À un angle d'élévation de 45 degrés, l'atténuation zénithale est égale à 0,3 et 1,7 dB respectivement, tandis qu'à un angle d'élévation de 5 degrés, il atteint respectivement 3 et 13 dB.

II.7 Atténuation de la pluie

La pluie est le phénomène le plus perturbant du point de vue de la propagation. Les gouttes d'eau sont en général considérées comme sphériques et leurs dimensions peuvent atteindre un

diamètre de 2 mm Elles ont pour effet d'atténuer, de diffuser et d'altérer la polarisation des ondes 11

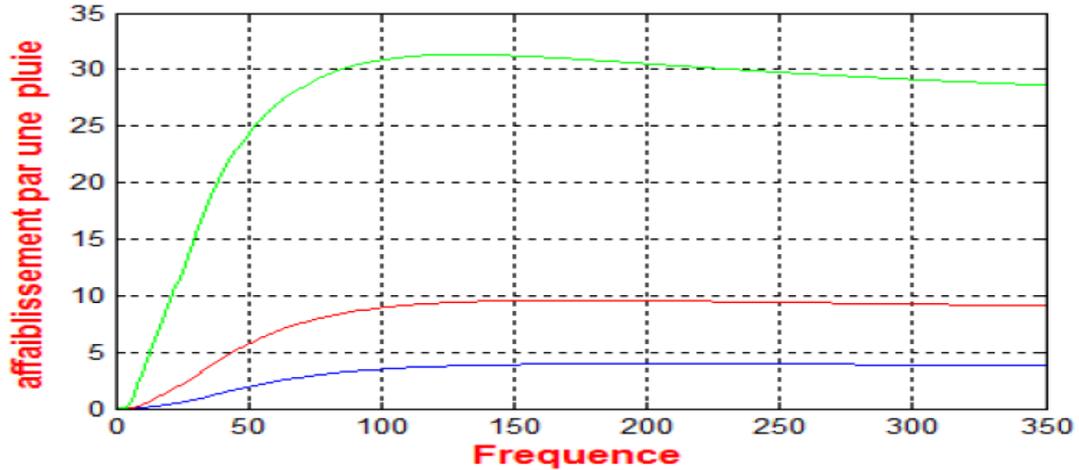


Figure II.6 Affaiblissement dû à la pluie à l'aide de simulateur Matlab

La détermination de l'atténuation due à la pluie repose plus particulièrement sur les précipitations intensités (taux de précipitations). L'affaiblissement spécifique γ_R (dB/km) est déduit du taux de pluie R (mm/h) en utilisant l'équation de la loi de puissance suivante

$$\gamma_r = kR^\alpha \quad (\text{II.6})$$

Sous l'hypothèse que la pluie soit homogène sur tout le maillon, l'atténuation correspondant à un pourcentage de temps donné est obtenue en multipliant l'affaiblissement spécifique associé à l'intensité de pluie correspondante pour le même pourcentage de temps par la longueur du lien.

Cependant, les précipitations ne sont généralement intenses que sur des zones relativement limitées, au moins dans les climats tempérés. Pour cette raison, la pluie ne peut pas être considérée comme homogène.

L'affaiblissement dû à la pluie pourrait être calculé par intégration à partir de la distribution de l'affaiblissement spécifique le long du trajet en utilisant l'équation :

$$A_{dB} = \int_{\text{chemine}} \gamma(x) dx \quad (\text{II.7})$$

Malheureusement, ni la variation de l'intensité de la pluie ni l'atténuation spécifique le long du chemin peut effectivement être déterminé. Différentes méthodes pratiques ont été proposées

afin de rendre compte de l'hétérogénéité de la pluie. Le plus physique La méthode consiste à modéliser des zones de pluie intense, ou cellules de pluie. La mise en œuvre de cette méthode nécessite une représentation statistique des dimensions des cellules comme fonction de l'intensité de la pluie et même éventuellement de définir un profil de pluie à l'intérieur de chaque cellule, de son centre à sa périphérie. Ce modèle physique conduit à des calculs et nécessiterait une connaissance statistique de la structure des la pluie qui est loin d'être présentement disponible. La méthode universellement employée à l'heure actuelle a un caractère plus empirique que le précédent, et est basé sur la notion de longueur de chemin équivalente. En admettant que l'atténuation spécifique a déjà été déterminée, l'atténuation le long d'un chemin de longueur L s'écrit sous la forme :

$$A_{dB} = \gamma k L = \gamma L_e \quad (\text{II.8})$$

Où L_e est défini comme la longueur équivalente La longueur équivalente est toujours plus courte que la longueur géométrique. Cela se pose du fait que les prévisions d'atténuation sont établies sur de très petits pourcentages de temps correspondant, du fait de l'utilisation d'une méthode d'équiprobabilité, à de fortes pluies intensités, et l'extension de telles intensités est toujours inférieure à la longueur du lien. Le facteur correctif k (ou coefficient de réduction requis pour passer de la distance effective à la distance hypothétique le long de laquelle un la pluie tomberait) dépend de la longueur du lien (avec une valeur tendant vers unité pour les liaisons très courtes où la pluie est presque homogène), et sur la structure de la pluie, c'est-à-dire sur son intensité, car cette dernière est le seul paramètre permettant de caractériser-il. L'équation suivante doit donc :

$$k = k(L, R). \quad (\text{II.9})$$

D'autres relations ont été suggérées où le taux de pluie R est remplacé par le considérer comme pourcentage de temps P , conduisant donc à l'expression :

$$k = k(L, P) \quad (\text{II.10})$$

A titre d'illustration, nous indiquons ci-après deux formules différentes proposées pour la détermination du facteur correctif (Lavernat 1997) :

– l'équation avancée par Lin à partir de données américaines est du premier type et s'écrit sous la forme :

$$k(L, R) = \frac{1}{1 + L \frac{R - 6.2}{2636}} \quad (\text{II.11})$$

L'équation avancée par (Boothia 1987) sur la base des données sont écrites en termes de pourcentage de temps plutôt que d'intensité de pluie :

$$k(L, P) = \frac{1}{1 + 0.014 \log(2/P)^{1.7} L^{0.9}} \quad (\text{II.12})$$

II.8 Atténuation de la dépolarisation

En utilisant des polarisations orthogonales, deux canaux d'information indépendants avec la même fréquence peut être transmise sur la même liaison. Alors qu'en théorie ces deux les canaux polarisés orthogonalement sont complètement isolés les uns des autres, en réalité un certain niveau d'interférence se produit inévitablement entre eux, du fait que les caractéristiques de polarisation des antennes ne sont pas parfaites et à la dépolarisation effets le long du chemin de propagation. Absorption et diffusion par les hydrométéores sont les principales causes de la polarisation croisée qui a lieu à centimétrique et des gammes de longueurs d'onde millimétriques. Ces hydrométéores peuvent être des gouttes de pluie, de la glace, neige ou grêle. Dans le cas de trajectoires satellites obliques, tous ces différents types d'hydrométéores peuvent se trouver le long du chemin, soit simultanément, soit à différents temps et lieux. Tous ces hydrométéores partagent la propriété d'exister dans une forme non sphérique forme (par exemple, la forme aplatie des grosses gouttes de pluie), créant ainsi différentes caractéristiques de propagation (coefficient de phase et atténuation spécifique) le long des deux axes principaux. Les deux axes peuvent généralement être considérés comme orthogonaux. Les effets de phase différentielle et d'atténuation dus aux hydrométéores ainsi modifier l'état de polarisation des ondes radio propagées dans le milieu. Par exemple, une onde polarisée linéairement dont le plan de polarisation n'est pas aligné sur l'un des principaux plans du milieu anisotrope se transformera en un elliptique onde polarisée. Cela signifie qu'un composant perpendiculaire à l'originale onde, bien que déphasée par rapport à elle, a été produite. Par conséquent, une partie de l'énergie sera transférée de la polarisation d'origine (canal corolaire) vers la polarisation orthogonale (canal contra polaire). Le transfert d'énergie qui a ainsi eu lieu est mesuré par le rapport de discrimination ou de découplage de polarisation (XPD) ou par le facteur d'isolement de polarisation croisée (XPI). La définition et

la modélisation de ces différents paramètres est abordée plus en profondeur en annexe D consacré à la polarisation croisée causée par l'atmosphère.

Tableau II.1 Atténuation due à l'environnement local

Matériaux	17 GHz (V)	17 GHz (H)	60 GHz (V)	60 GHz (H)
Verre maillé	1.6 dB	0.03 dB	4.3 dB	0.6 dB
Un verre	1.4 dB	0.9 dB	1.8 dB	2.2 dB
Contreplaqué (3/4" épais)	5.6 dB	5.8 dB	12.7 dB	10.9 dB
Plaques de plâtre (1/4" d'épaisseur)	0.9 dB	0.8 dB	0.8 dB	2.6 dB
Deux feuilles de plaques de plâtre	1.9 dB	1.8 dB	7.3 dB	6.4 dB
Thermalité bloqué	54.7 dB	46.0 dB	56.8 dB	51.4 dB
Aluminium feuille (1/8" épais)	48.8 dB	43.2 dB	51.9 dB	42.3 dB

Selon l'angle d'élévation, l'environnement local, par exemple dans la forme de bâtiments dans les milieux suburbains et urbains ou d'arbres le long des routes en milieu rural médias, peut empêcher la propagation des ondes radio. [5]

II.9 Exemples de calcul

II.9.1 Cas 1 : Affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère

• Résultat obtenu avec la fréquence de 10 GHz

A l'aide de l'interface graphique que nous avons réalisé on fait les différents calculs des affaiblissements. On commence tout d'abord par le calcul d'affaiblissement du aux gaz d'atmosphère. On va choisir la valeur de fréquence égale à 10 GHz, la longueur de 1 Km. Les résultats de calculs sont dans la figure suivante :

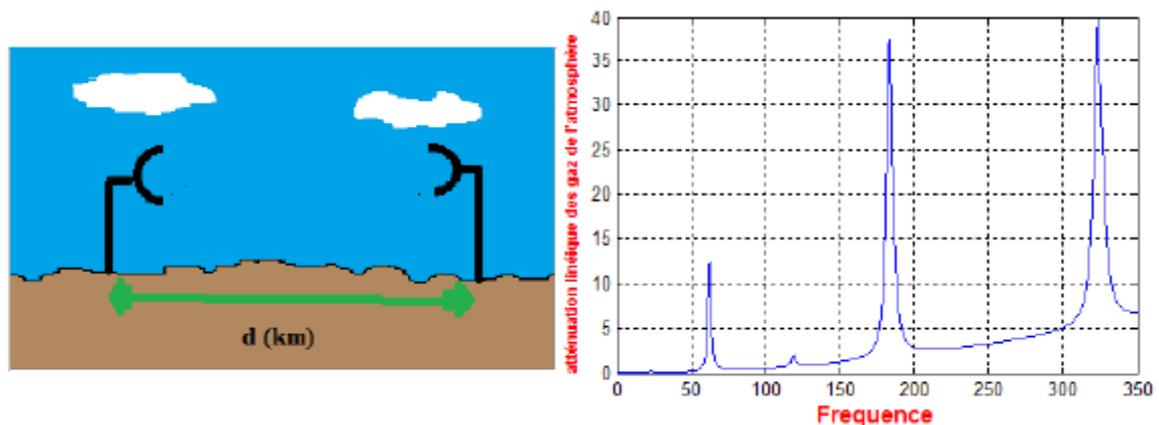


Figure II.7 Résultat obtenu pour l'affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère

Pour une nouvelle opération on vide les cases par un clic sur le Botton « Effacer ».

On fait varier la fréquence et on note les résultats de calcul au tableau suivant :

Tableau II.2 Résultat d'affaiblissement du aux gaz de l'atmosphère pour différent valeurs de fréquences

Fréquence (GHz)	10	30	50
Résultat	0.0131989	0.0882823	0.558082

II.9.2 Cas 2 : Affaiblissement dû au nuage ou de brouillard

• Résultat obtenu avec la fréquence de 10 GHz

Maintenant on fait le calcul d'affaiblissement du au nuage ou de brouillard.

Toujours on prend la valeur de la fréquence égale à 10 GHz, la concentration 2.3 g/m³ et la distance de 1 km.

Les résultats de calculs sont dans la figure suivante :

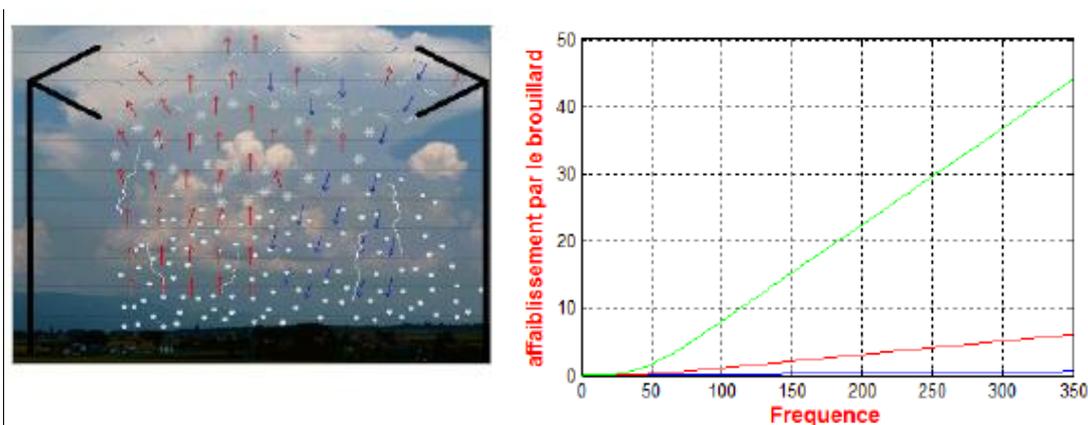


Figure II.8 Résultat obtenu pour l'affaiblissement dû au nuage ou de brouillard

Pour vider les cases pour une nouvelle opération en appuyé sur « Effacer », on varie la valeur de la fréquence et on note le résultat dans le tableau suivant :

Tableau II.3 Résultat d'affaiblissement du au nuage ou de brouillard pour différent valeurs de fréquences

Fréquence (GHz)	10	20	30
Résultat	0.110342	0.4383371	0.975317

II.9.3 Cas 3 : Affaiblissement de signal à la pluie

• Résultat obtenu avec la fréquence de 10 GHz

Pour ce cas on fait les calculs d'affaiblissement de signal à la pluie.

La fréquence qu'on nous avons pris en considération égale à 10 GHz, Taux de précipitation 100 mm/heurs et la distance de 1 Km.

Les résultats dans la figure suivante :

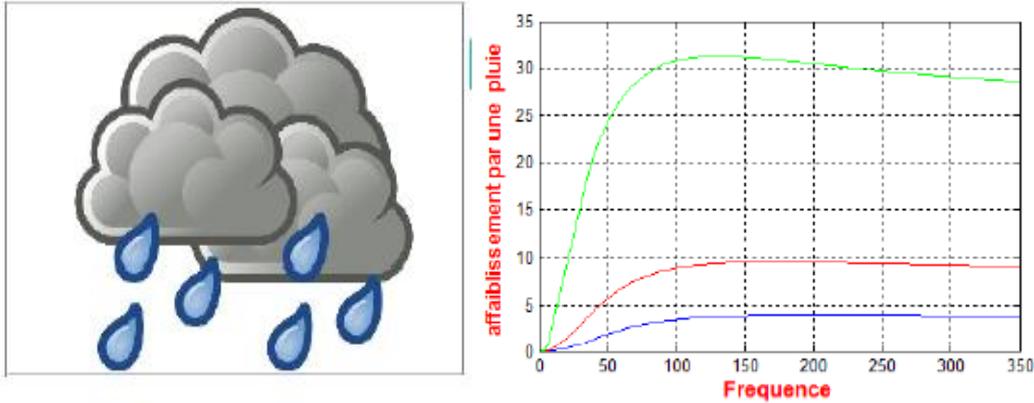


Figure II.9 Résultat obtenu pour l'affaiblissement de signal à la pluie

Pour vider les cases pour une nouvelle opération toujours en appuyé sur le Botton « Effacer ». On varie la valeur de la fréquence et on note les résultats dans le tableau suivant

Tableau II.4 Résultat d'affaiblissement du au nuage ou de brouillard pour différent valeurs de fréquences

Fréquence (GHz)	5	7	10
Résultat	0.280902	10.0731	19.47

II.9.4 Cas 4 : Affaiblissement de signal à la végétation

• Résultat obtenu avec la fréquence de 10 GHz

Pour la dernière opération et le dernier cas, on fait le calcul d'affaiblissement de signal à la végétation.

On fait le calcul avec la fréquence de 10 GHz.

Les résultats sont dans la figure suivante

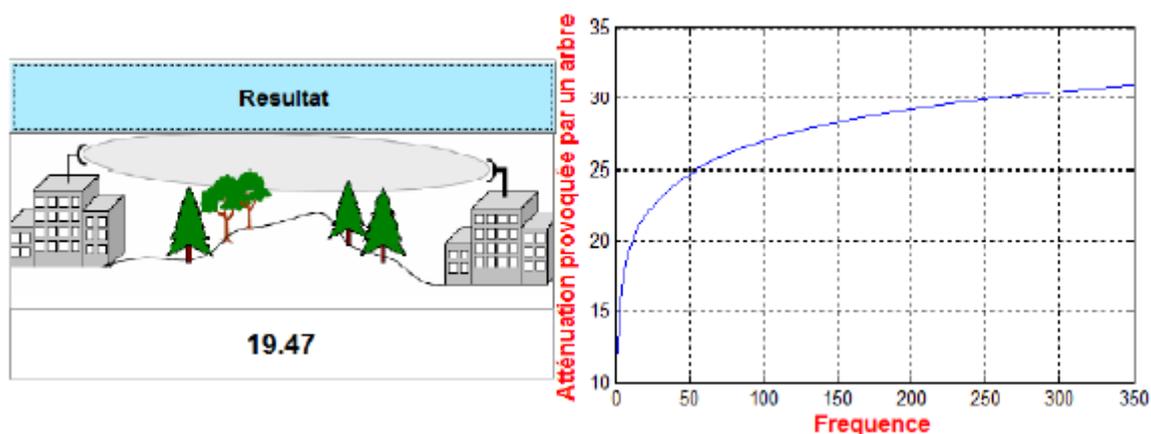


Figure II.10 Résultat obtenu pour l'affaiblissement de signal à la végétation

Toujours pour une nouvelle opération, on vide les cases par un clic sur le Botton « Effacer ».

On fait varier la fréquence et on note les résultats dans le tableau suivant

Tableau II.5 Résultat d'affaiblissement de signal à la végétation pour différent valeurs de fréquences

Fréquence (GHz)	0.350	0.550	10
Résultat	8.60875	10.0731	19.47

II.9.5 Affaiblissement Total

Pour une fréquence de 10 GHz, on fait le calcul de la somme des différents affaiblissements que nous avons calculé au précédent.

Le résultat total des différents affaiblissements que nous avons calculé est : 22.6418

Le tableau ci-dessous contient les différentes valeurs d'affaiblissements que nous avons calculés préalablement avec la fréquence de 10 GHz, et le résultat total de ces affaiblissements.

Tableau II.6 Résultat des différents affaiblissements pour deux valeurs de fréquences

Fréquence	10	15
Affaiblissement de signal à la végétation	19.47	20.7836
Affaiblissement dû aux gaz de l'atmosphère	0.0131989	0.0259296
Affaiblissement de signal à la pluie	3.0482	6.13295
Nuages ou de brouillard	0.110342	0.247564

Total	22 .6418	27 .19
--------------	----------	--------

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différents cas d'affaiblissements comme l'affaiblissement du aux gaz atmosphérique, l'affaiblissement du a la pluie, de nuages ou de brouillard et l'affaiblissement a la végétation.

Ces différentes atténuations qui peuvent intervenir au cours d'une liaison radiofréquence, constitues l'un des principaux problèmes que l'on rencontre.

Et pour terminer ce chapitre, nous avons simulé et calculé différentes atténuations sous le simulateur Matlab.

Nous avons remarqué que les pertes de propagation en différents environnement et fréquences sont très importantes et les pertes de propagation à la présence de pluie sont très élevées

Chapitre III

Communication Satellite

Chapitre III : Communication Satellite

III.1 Conception de liaison par satellite (satellite Link design)

La conception d'un système de communication par satellite est un processus complexe nécessitant des compromis entre de nombreux facteurs pour obtenir les meilleures performances à un coût acceptable le lancement de satellites en orbite est une proposition coûteuse.

Trois autres facteurs influencent la conception du système : le choix de la bande de fréquences, les effets de propagation atmosphérique et la technique d'accès multiple

Toutes les liaisons de communication sont conçues pour répondre à certains objectifs de performances. Le ber ou SNR du canal de bande de base est déterminé par le rapport porteuse sur bruit (CNR) à l'entrée du démodulateur dans le récepteur. Dans la plupart des applications de communication par satellite, le CNR à l'entrée du démodulateur doit être supérieur à 0 dB pour que l'objectif ber ou SNR soit atteint. En règle générale, les liaisons numériques fonctionnant à des CNR inférieurs à 11 dB doivent utiliser des techniques de correction d'erreur pour améliorer le ber fourni à l'utilisateur [12].

Tableau III.1 Principales bandes de fréquences pour les liaisons inter satellites (ISL) et les satellites de navigation

ISLs GHz	Navigation satellites	
	Uplinks GHz	Downlinks GHz
		399.9–400.05 MHz
		1.164–1.215
		1.212–1.240
	1.240–1.300	
		1.559–1.610
	1.610–1.626	
		2.483–2.500
	5.000–5.010	
		5.010–5.030
	14.3–14.4	
22.55–23.55		
24.65–24.75	24.65–24.75	
25.25–25.5		
25.5–27.0		
32.3–33.0		
	43.5–47.0	
54.2–58.2		
59.0–71.0	66.0–71.0	
	95.0–100.0	

Tableau III.2 Principales attributions de fréquences pour les satellites fixes, mobiles et de diffusion.

Fixed satellite service (FSS) GHz		Mobile satellite service GHz		Broadcast satellite service (BSS) GHz	
Uplink	Downlink	Uplink	Downlink	Uplink	Downlink
			312–315 MHz		
			387–390 MHz		
		455–460 MHz			
					1.452–1.492 (DAB)
			1.518–1.530		
			1.535–1.559		
		1.610–1.675			
		1.980–2.100			
			2.120–2.170		
					2.320–2.345 (DAB)
					2.250–2.535
			2.485–2.500		
					2.655–2.670
	2.670–2.690				
	3.400–3.500				
	3.600–4.200				
	4.500–4.800				
5.725–5.850					
5.850–7.075					
7.250–7.750					
7.900–8.400					
	10.7–11.7				11.7–12.7
	11.7–12.2 (II)				
12.75–13.25					
13.75–14.8					
				17.3–17.8	
17.8–18.1 (II)					
18.11–21.2					
	17.8–20.2				
	21.4–22.0 (I, III)				
24.75–25.25					
27.50–31.0					
		29.5–29.9			
	38.0–42.0				
42.5–43.5					
		43.5–47.0			
47.2–50.2					
50.4–51.4					
	71.0–76.0				
81.0–86.0					

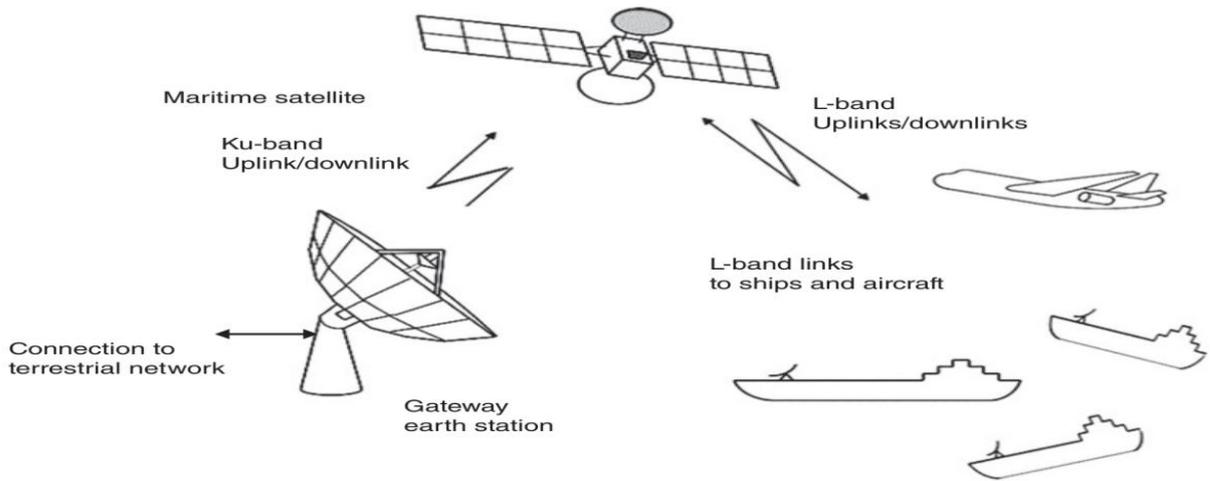


Figure III.1 Illustration d'un système de satellites maritimes utilisant un satellite GEO

Les navires sont équipés d'antennes orientables et stabilisées par gyroscope. Les avions ont des antennes à réseau phasé

III.2 THEORIE DE LA TRANSMISSION

Considérons une source émettrice, en espace libre, rayonnant une puissance totale P_t Watts uniformément dans toutes les directions comme le montre la Figure II. 2. Une telle source est dite isotrope ; c'est une idéalisation qui ne peut pas être réalisée physiquement car elle ne pourrait pas créer d'ondes électromagnétiques transversales (EM). A une distance R mètres de la source isotrope hypothétique émettant une puissance RF P_t Watts, la densité de flux traversant la surface d'une sphère de rayon R m est donnée par :

$$F = \frac{P_t}{4\pi R^2} \text{ W/M}^2 \quad (\text{III.1})$$

Toutes les antennes réelles sont directionnelles et rayonnent plus de puissance dans certaines directions que dans d'autres. Toute antenne réelle a un gain $G(\theta)$, défini comme le rapport de la puissance par unité d'angle solide rayonnée dans une direction à la puissance moyenne rayonnée par unité d'angle solide

$$G(\theta) = \frac{P(\theta)}{P_0/4\pi} \text{ W/M}^2 \quad (\text{III.2})$$

Où

$P(\theta)$ Est la puissance rayonnée par unité d'angle solide par l'antenne.

P_0 Est la puissance totale rayonnée par l'antenne.

$G(\theta)$ Est le gain de l'antenne à un angle θ .

Le gain de l'antenne est alors la valeur de $G(\theta)$ A l'angle $\theta = 0^\circ$, et est une mesure de l'augmentation de la densité de flux rayonnée par l'antenne par rapport à celle d'une antenne isotrope idéale rayonnant la même puissance totale. Voir l'annexe B pour plus de détails sur les antennes et leurs propriétés.

Pour un émetteur avec une sortie P_t watts entraînant une antenne sans perte avec un gain G_t , la densité de flux dans la direction de la ligne de visée de l'antenne à une distance R mètres est

$$F = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \text{ W/m}^2 \quad (\text{III.3})$$

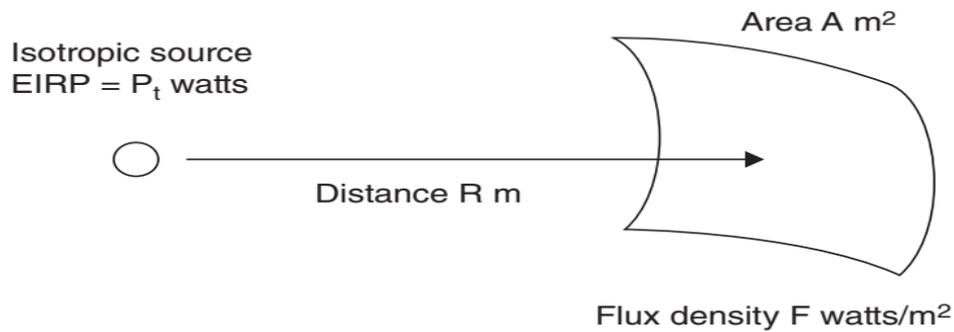


Figure III.2 Calcul de la densité de flux à partir d'une source isotrope avec PIRE P_t watts. La Densité de flux est mesurée sur une section de 1 m^2 d'une sphère à une distance R mètres de la source.

Le produit $P_t G_t$ est souvent appelé puissance apparente isotrope rayonnée (PIRE) et décrit la combinaison de la puissance d'émission et du gain d'antenne en termes de source isotrope équivalente avec une puissance $P_t G_t$ watts, rayonnant uniformément dans toutes les directions.

Si nous avons une antenne de réception idéale avec une surface d'ouverture de $A \text{ m}^2$, comme le montre la Figure 3, nous collecterions la puissance P_r watts donnés par :

$$P_r = F \times A \text{ watts} \quad (\text{III.4})$$

Une antenne pratique avec une surface d'ouverture physique de A_r m² ne fournira pas la puissance donnée dans l'équation (4). Une partie de l'énergie incidente sur l'ouverture est réfléchiée par l'antenne, appelée diffusion, et une partie est absorbée par des composants avec perte. Cette réduction d'efficacité est décrite en utilisant une ouverture effective A_e où

$$A_e = \eta_A A_r \text{ m}^2 \quad (\text{III.5})$$

Et η_A est l'efficacité d'ouverture de l'antenne

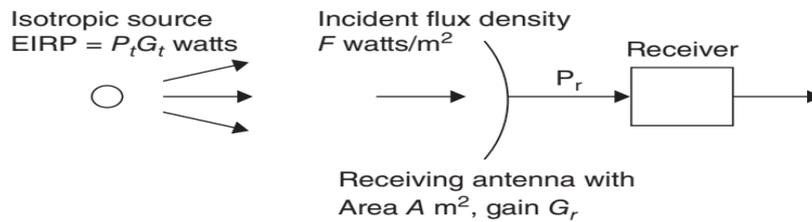


Figure III.3 Calcul de la puissance reçue par une antenne avec gain G_r à partir d'une source avec PIRE $P_t G_t$ watts.

F est la densité de flux incidente sur l'antenne de réception. P_r est la puissance délivrée au récepteur

Ainsi, la puissance reçue par une antenne réelle avec une zone de réception physique A_r et une zone d'ouverture effective A_e m² à une distance R de l'émetteur est :

$$P_r = \frac{P_t G_t A_e}{4\pi R^2} \text{ watts} \quad (\text{III.6})$$

Notez que cette équation est essentiellement indépendante de la fréquence si G_t et A_e sont constants dans une bande donnée ; la puissance reçue à une station terrienne dépend uniquement de la PIRE du satellite, de la surface effective de l'antenne de la station terrienne et de la distance R .

Une relation fondamentale dans la théorie des antennes est que le gain et la surface d'une antenne sont liés par

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (\text{III.7})$$

Où λ est la longueur d'onde (en mètres pour A_e en mètres carrés) à la fréquence de fonctionnement.

Substituer A_e dans l'équation (6) donne

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{(4\pi R/\lambda)^2} \text{ watts} \quad (\text{III.8})$$

Le terme $(4\pi R/\lambda)^2$ est connu sous le nom d'affaiblissement sur le trajet, L_p .

En rassemblant les différents facteurs, on peut écrire

$$P_r = \frac{\text{EIRP} \times \text{Gain de l'antenne receptrice}}{\text{Perte de trajet}} \text{ watts} \quad (\text{III.9})$$

Dans les systèmes de communication, les quantités en décibels sont couramment utilisées pour simplifier des équations comme (9). En décibels, on a

$$P_r = \text{EIRP} + G_r - L_p \text{ dBW} \quad (\text{III.10})$$

Où

$$\text{EIRP} = 10 \log_{10}(P_t G_t) \text{ dBW}$$

$$G_r = 10 \log_{10}\left(\frac{4\pi A_e}{\lambda^2}\right) \text{ dBW}$$

La perte de trajet L_p est donnée par

$$L_p = 10 \log_{10}(4\pi R/\lambda)^2 = 20 \log_{10}(4\pi R/\lambda) \text{ dB} \quad (\text{III.11})$$

L'Équation (10) peut s'écrire

$$P_r = \text{EIRP} + G_r - L_p - L_a - P_r \quad (\text{III.12})$$

Où

L_a = Atténuation dans l'atmosphère

L_{ta} = Pertes associées à l'antenne émettrice

P_r = Pertes associées à l'antenne réceptrice

Les conditions dans l'équation (12) sont illustrées à la Figure 4. L'expression dBW signifie décibels supérieurs ou inférieurs à 1 W (0 dBW). Les unités dBW et dBm (dB supérieur ou

inférieur à 1 W et 1 mW) sont largement utilisées en ingénierie des communications. La PIRE, qui est le produit de la puissance de l'émetteur et du gain de l'antenne, est normalement exprimée en dBW.

En utilisant les décibels, nous ajoutons simplement $20\log(6/4)$ (ou $20\log(3) - 20\log(2) = 9.5 - 6 = 3.5$ dB. Ainsi le gain de notre antenne à 6 GHz est de 51.5 dB.

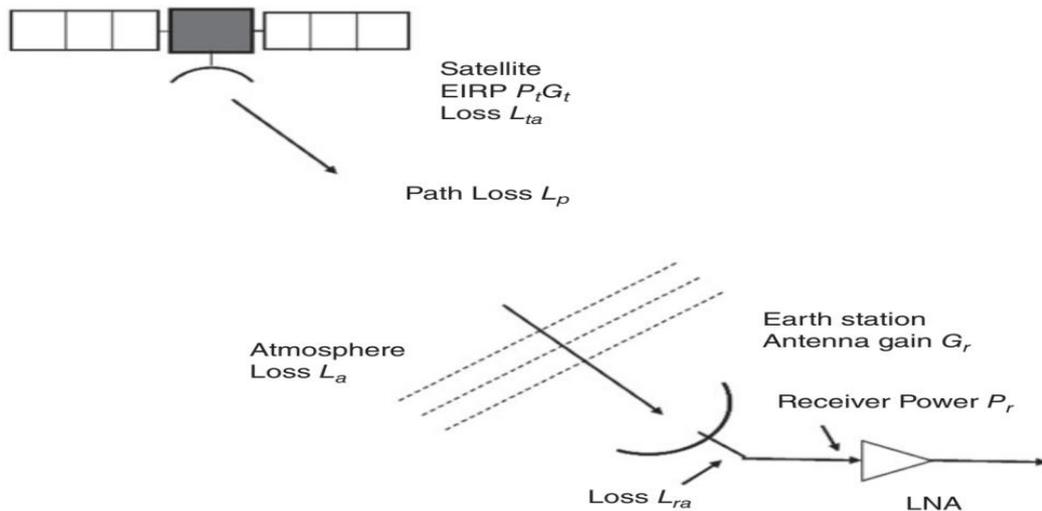


Figure III.4 Calcul de la puissance reçue d'un satellite avec PIRE $P_t G_t$ watts y compris les pertes

L'affaiblissement L_{ta} est un affaiblissement hors axe déduit du gain dans l'axe de l'antenne du satellite lors du calcul du gain de l'antenne dans la direction de la station terrienne de réception. La perte atmosphérique L_a comprend la perte d'air clair causée par les gaz dans l'atmosphère et toute perte supplémentaire due aux nuages et à la pluie. Les pertes de l'antenne de réception L_{ra} comprennent les pertes ohmiques dans le guide d'ondes entre l'alimentation de l'antenne et le LNA, et une perte hors axe si l'antenne de réception ne pointe pas directement vers le satellite.

Exemple 1

Un satellite à une distance de 40 000 km d'un point à la surface de la terre rayonne une puissance de 10 W à partir d'une antenne avec un gain de 17 dB en direction de l'observateur. Trouvez la densité de flux au point de réception et la puissance reçue par une antenne de station terrienne à ce stade avec une surface utile de 10 m^2 .

Solution

En utilisant l'équation (3)

$$G_t = 10^{17/10} = 50.1187$$

$$F = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} = \frac{10 \times 50}{4\pi(4 \times 10^7)^2} = 2.4927 \times 10^{-14} \text{ W/m}^2$$

La puissance reçue avec une surface collectrice effective de 10 m^2 est donc

$$P_r = F \times A = (2.4927 \times 10^{-14}) \times (10) = 2.4927 \times 10^{-13} \text{ W}$$

Le calcul se fait plus facilement à l'aide de décibels. Notant que $10 \log_{10}(4\pi) \approx 11.00 \text{ dB}$

$$\begin{aligned} F \text{ en dB} &= 10 \log_{10}(P_t G_t) - 20 \log_{10}(R) - 11.0 = 27.0 - 152.0 - 11.0 \\ &= -136.0 \text{ dBW/m}^2 \end{aligned}$$

Alors

$$P_r = F \text{ dBW/m}^2 + A_e \text{ dBm}^2 = -136.0 + 10.0 = -126 \text{ dBW ou } -96 \text{ dBm}$$

Ici, nous avons mis la surface efficace de l'antenne en décibels supérieurs à 1 m^2 ($10 \text{ m}^2 = 10 \text{ dB}$ supérieurs à 1 m^2) et avons également donné la réponse en dBW et dBm, décibels supérieurs à 1 watt et 1 milliwatt.

Exemple 2

Le satellite de l'exemple 1 fonctionne à une fréquence de 11 GHz. L'antenne de réception a un gain de 52.3 dB. Trouvez la puissance reçue à la station terrienne en dBW et dBm. Il est courant de citer la puissance d'émission en dBW et la puissance reçue en dBm.

Solution

En utilisant l'équation (10) et travaillant en décibels

$$P_r = \text{EIRP} + G_r - L_p \text{ dBW}$$

$$\text{EIRP} = 27.0 \text{ dBW}$$

$$G_r = 52.3 \text{ dBW}$$

La perte de trajet $L_p = (4\pi R/\lambda)^2 = 20 \log_{10}(4\pi Rf/c)$ dB

$$= 20 \log_{10}[(4\pi \times 4 \times 10^7 \times 11 \times 10^9)/(3 \times 10^8)] = 205.3108 \text{ dB}$$

$$P_r = 27.0 + 52.3 - 205.3108 = -126.0108 \text{ dBW}$$

La puissance reçue en unités dBm est numériquement supérieure de 30 dB à celle en dBW.
Donc

$$P_r = -126.0108 + 30 = -96.0108 \text{ dBm}$$

Nous avons la même réponse que dans l'exemple 1 car le chiffre de 52.3 dB est le gain d'une ouverture de 10 m^2 à une fréquence de 11 GHz.

III.3 TEMPÉRTAURE DE BRUIT DU SYSTEME ET RAPPORT G/T

La température de bruit est un concept utile dans les récepteurs de communication, car elle permet de déterminer la quantité de bruit thermique générée par les dispositifs actifs et passifs du système de réception. Aux fréquences micro-ondes, un corps noir avec une température physique, T_p degrés kelvin génère du bruit électrique sur une large bande passante.

La puissance de bruit est donnée par :

$$P_n = kT_p B_n \text{ watts} \quad (\text{III.13})$$

Où

$$k = \text{Constante de Boltzmann} = 1.39 \times 10^{-23} \text{ J/K} = -228.6 \text{ dBW/K/Hz}$$

T_p = Température physique de la source en dgrés Kelvin

B_n = Largeur de bande du bruit, en Hz, dans laquelle la puissance de bruit est mesurée

P_n est la puissance de bruit disponible

Pour déterminer les performances d'un système de réception, nous devons être en mesure de trouver la puissance de bruit thermique totale contre laquelle le signal doit être démodulé. Pour ce faire, nous déterminons la température de bruit du système, T_s . T_s est la température de bruit d'une source de bruit située à l'entrée d'un récepteur sans bruit, qui donne la même puissance de bruit que le récepteur d'origine, mesurée à la sortie du récepteur, et inclut généralement le bruit de l'antenne et de l'atmosphère.

Si le gain global de bout en bout du récepteur est G_{rx} (G_{rx} est un rapport, pas en décibels) et sa bande passante la plus étroite est B_n Hz, la puissance de bruit à l'entrée du démodulateur est :

$$P_{no} = kT_s B_n G_{rx} \text{ watts} \quad (\text{III.14.a})$$

Où G_{rx} est le gain du récepteur de l'entrée RF à l'entrée du démodulateur.

La puissance de bruit rapportée à l'entrée du récepteur est P_n où :

$$P_n = kT_s B_n \text{ watts} \quad (\text{III.14b})$$

Soit l'antenne délivre une puissance de signal P_r watts à l'entrée RF du récepteur. La puissance du signal à l'entrée du démodulateur est de $P_r G_{rx}$ watts, représentant la puissance contenue dans la porteuse et les bandes latérales après amplification et conversion de fréquence dans le récepteur. Par conséquent, le rapport porteuse sur bruit (CNR) au démodulateur est donné par

$$\frac{C}{N} = \frac{P_r G_{rx}}{kT_s B_n G_{rx}} = \frac{P_r}{kT_s B_n} \quad (\text{III.15})$$

Le gain du récepteur s'annule dans l'Equation (15), afin que nous puissions calculer les CNR pour nos stations de réception au port de sortie de l'antenne. C'est pratique, car un bilan de liaison trouvera P_r à ce stade. L'utilisation d'un seul paramètre pour englober toutes les sources de bruit dans un terminal de réception est très utile car elle remplace plusieurs sources de bruit dans le récepteur par une seule température de bruit du système, T_s .

III.4 Récepteurs de station terrienne

La Figure 5 montre un récepteur de communication simplifié avec un amplificateur RF et une conversion de fréquence unique, de son entrée RF à la sortie FI. C'est la forme qui a été utilisée pour la plupart des récepteurs radio avant l'introduction des radios numériques, connue sous le nom de superhet (abréviation de super hétérodyne). Le récepteur superhet comporte trois sous-systèmes principaux : un frontal (amplificateur RF, mélangeur et oscillateur local [LO]), un amplificateur FI (amplificateurs et filtres FI), un démodulateur et une section de bande de base.

La Figure 6 montre comment le récepteur de la Figure 5 peut sélectionner les signaux du transpondeur #3, centré sur une fréquence de 3805 MHz, d'un satellite à 12 transpondeurs en

bande C et convertir la sortie du transpondeur en une fréquence FI de 700 MHz en utilisant un oscillateur local réglé à 3105 MHz. Des canaux parallèles avec différentes fréquences d'oscillateur local convertissent les 11 autres fréquences de transpondeur à la fréquence FI commune de 700 MHz. L'utilisation d'une fréquence FI commune permet à tous les blocs des 12 canaux parallèles qui suivent la partie FI du récepteur d'être identiques. La fréquence d'image pour le canal utile XP3 est également indiquée.

L'amplificateur RF d'un récepteur de communication par satellite doit générer le moins de bruit possible, c'est pourquoi il est appelé amplificateur à faible bruit (LNA). Le mélangeur et l'oscillateur local forment un étage de conversion de fréquence qui convertit le signal RF en une FI fixe, où le signal peut être amplifié et filtré avec précision. Une unité qui combine le LNA et le down-convertisseur est connue sous le nom de convertisseur de bloc à faible bruit (LNB), ou parfois de LNC

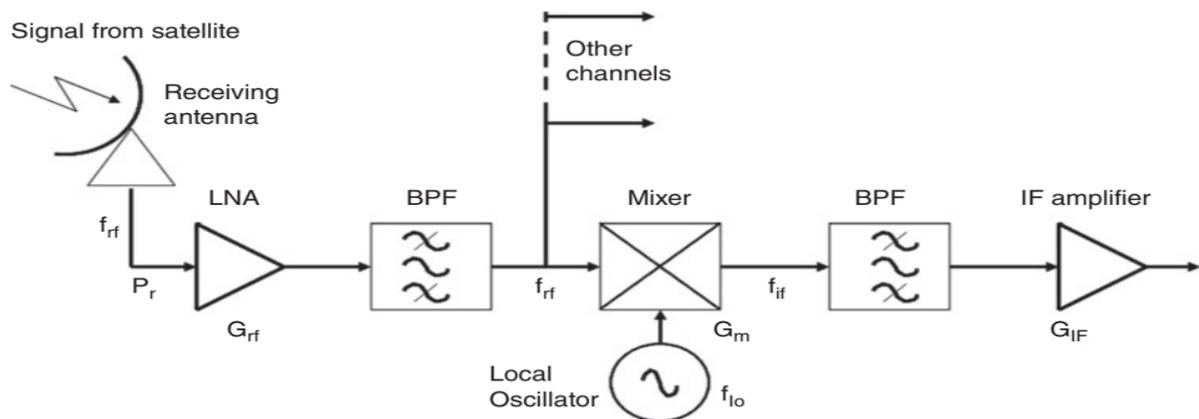


Figure III.5 Récepteur simplifié avec conversion de fréquence unique.

Le signal reçu à la fréquence f_{rf} est d'abord amplifié par le LNA, puis sélectionné par le premier BPF, qui agit comme un filtre de réjection d'image bloquant le bruit dans une bande autour de la fréquence $f_{lo} + f_{if}$. Le mélangeur multiplie le signal reçu par le signal de l'oscillateur local pour donner deux nouvelles fréquences $f_{rf} + f_{lo}$ et $f_{rf} - f_{lo}$; le deuxième filtre passe-bande sélectionne le signal de bande latérale inférieure à la fréquence $f_{rf} - f_{lo}$. L'amplificateur FI amplifie le signal FI à un niveau qui lui permet d'être envoyé via un câble coaxial à l'unité intérieure. Les composants illustrés à la Figure 5 comprennent l'unité extérieure dans un système de réception DBS-TV ou VSAT typique. LNA : amplificateur à faible bruit ; BPF : filtre passe-bande ; IF : Fréquence intermédiaire ; P_r : puissance reçue à la

sortie de l'antenne ; G_{rf} : Gain de LNA ; G_m : Gain du mélangeur ; G_{if} : Gain de l'amplificateur FI. La fréquence f_{rf} est la fréquence RF du signal reçu, f_{lo} est la fréquence de l'oscillateur local et f_{if} est la fréquence de l'amplificateur intermédiaire.

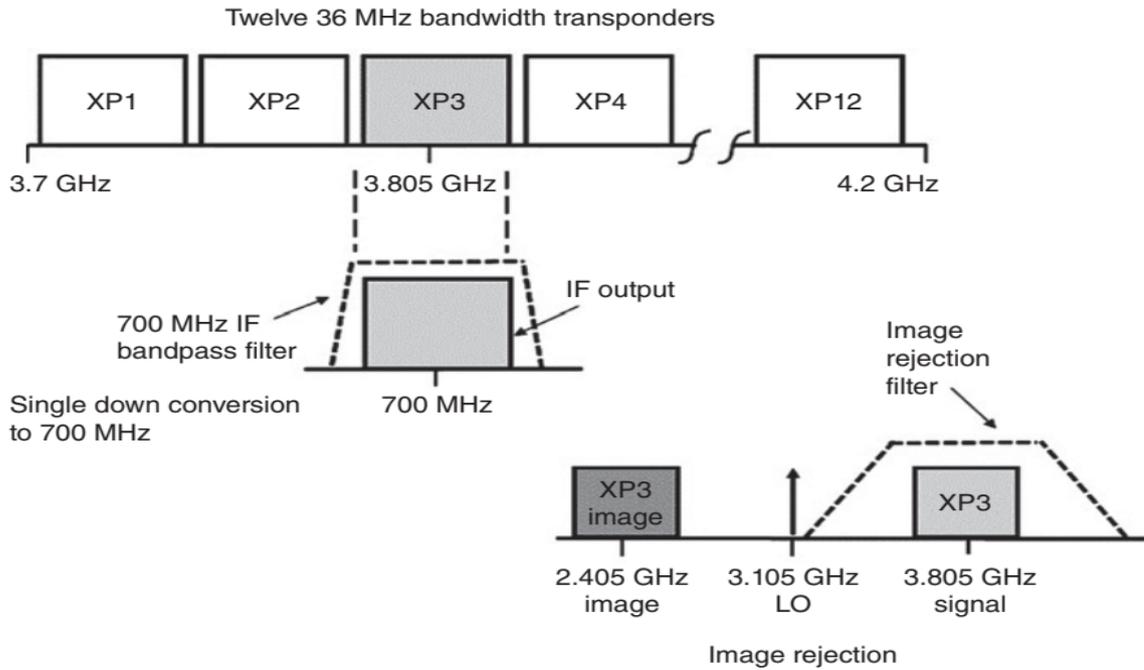


Figure III.6 Plan de fréquences pour récepteur bande C à conversion unique.

De nombreux récepteurs de stations terriennes utilisent la configuration double superhétére illustrée à la Figure 7, qui comporte deux étages de conversion de fréquence

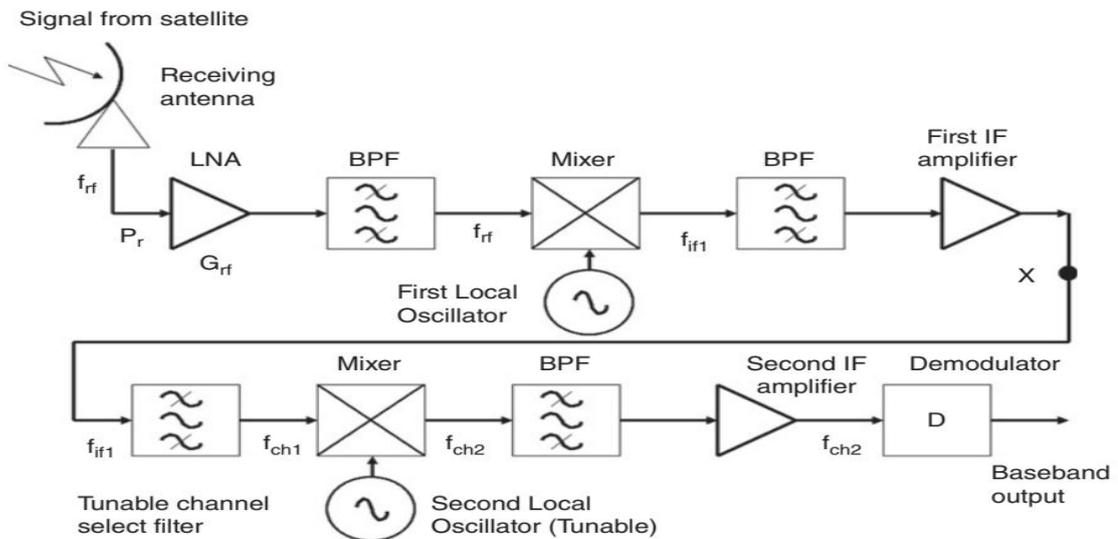


Figure III.7 Récepteur superhet à double conversion

Le Récepteur superhet à double conversion utilisant le même principe que le récepteur à conversion unique de la figure 5, mais avec deux conversions descendantes du signal vers une seconde fréquence intermédiaire f_{if2} . La deuxième fréquence intermédiaire f_{if2} peut être $f_{if1} - f_{lo2}$ ou $f_{if1} + f_{lo2}$. LNA : amplificateur à faible bruit ; BPF : filtre passe-bande ; IF : Fréquence intermédiaire ; D : Démodulateur. Des canaux supplémentaires se connectent au point X pour extraire les signaux d'autres transpondeurs avec des filtres de sélection de canal accordables et différentes fréquences d'oscillateur local secondaire

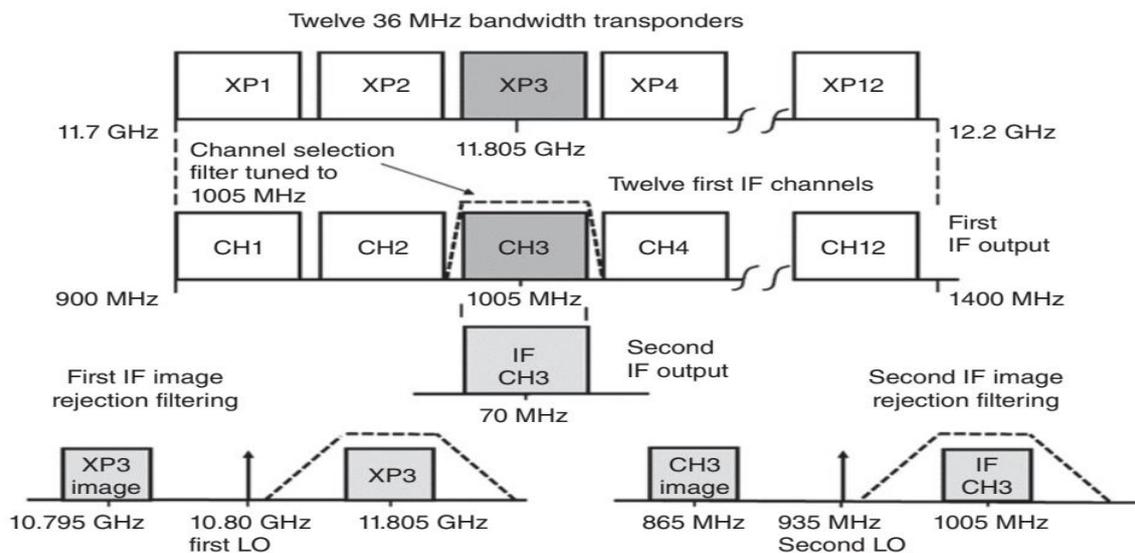


Figure III.8 Plan de fréquences pour un récepteur en bande Ku à double conversion

La totalité de la bande de 500 MHz des signaux reçus du satellite est convertie à la baisse vers la première fréquence FI couvrant 900–1400 MHz, en utilisant un premier oscillateur local à 10.80 GHz. Le canal XP3 est sélectionné avec un filtre passe-bande centré à 1005 MHz. Le signal de 1005 MHz est converti à la baisse vers la seconde FI à 70 MHz en utilisant un oscillateur local à 935 MHz. Les filtres passe-bande centrés à 11.95 GHz et 1005 MHz sont des filtres de rejet d'image, comme illustré en bas de la figure.

III.5 Calcul de la température de bruit du système

Les circuits équivalents de la Figure 9 peuvent être utilisés pour représenter un récepteur à des fins d'analyse du bruit

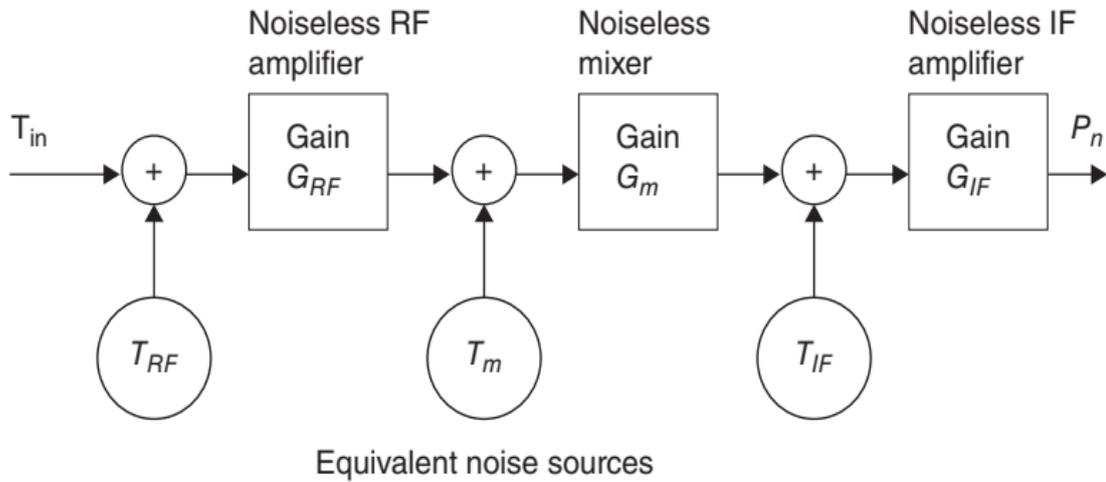


Figure III.9 Modèle de bruit du récepteur

T_{in} est la température de bruit du ciel et de l'antenne, T_{rf} est la température de bruit du LNA, G_{rf} est le gain du LNA, T_m est la température de bruit du mélangeur, G_m est le gain du mélangeur, T_{if} est la température de bruit de l'amplificateur FI, et G_{if} est le gain de l'amplificateur FI. P_n est la puissance de bruit à la sortie du récepteur.

La puissance de bruit totale à la sortie de l'amplificateur FI du récepteur de la Figure 9 est donnée par

$$P_n = G_{if}kT_{if}B_n + G_{if}G_mkT_mkB_n + G_{if}G_mG_{rf}kB_n(T_{rf} + T_{in}) \text{ watts} \quad (\text{III.16})$$

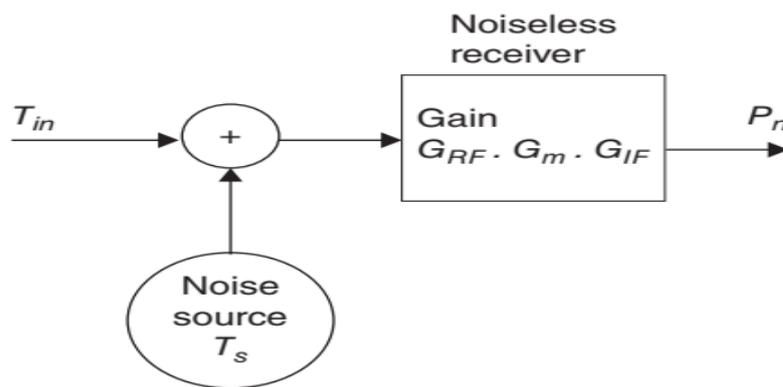


Figure III.10 Modèle de bruit du récepteur avec une seule source de bruit T_s

La température de bruit du système, à l'entrée d'un récepteur sans bruit avec un gain identique à celui du récepteur de la Figure 9.

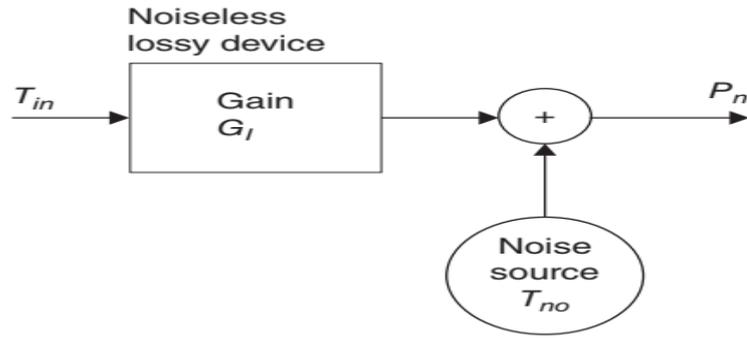


Figure III.11 Modèle de bruit de récepteur avec une seule source de bruit T_{no}

La température de bruit du système, à l'entrée d'un récepteur sans bruit avec un gain identique à celui du récepteur de la Figure 9.

L'équation (16) peut être réécrite comme

$$\begin{aligned}
 P_n &= G_{if} G_m G_{rf} \left[\frac{kT_{if} B_n}{G_m G_{rf}} + \frac{kT_m B_n}{G_{rf}} + k B_n (T_{rf} + T_{in}) \right] \\
 &= G_m G_{if} G_{rf} k B_n \left[T_{rf} + T_{in} + \frac{T_m}{G_{rf}} + \frac{T_{if}}{G_m G_{rf}} \right] \text{ watts} \quad (III. 17)
 \end{aligned}$$

La seule source de bruit illustrée à la Figure 10 avec la température de bruit T_s génère la même puissance de bruit P_n à sa sortie que le modèle de la Figure 9.

$$P_n = G_m G_{if} G_{rf} k T_s B_n \text{ watts} \quad (III. 18)$$

La puissance de bruit à la sortie du modèle de bruit de la Figure 10 sera la même que la puissance de bruit à la sortie du modèle de bruit de la Figure 9 si :

$$k B_n T_s = k B_n \left[T_{rf} + T_{in} + \frac{T_m}{G_{rf}} + \frac{T_{if}}{G_m G_{rf}} \right] \text{ watts} \quad (III. 19)$$

Par conséquent, la source de bruit équivalente de la Figure 10 a une température de bruit de système T_s où :

$$T_s = \left[T_{rf} + T_{in} + \frac{T_m}{G_{rf}} + \frac{T_{if}}{G_m G_{rf}} \right] \text{ K} \quad (III. 20)$$

Exemple 3

Supposons que nous ayons un récepteur 4 GHz avec les gains et les températures de bruit du Tableau 3.

Tableau III.3 Valeurs de gain et de température de bruit pour un exemple de récepteur 4 GHz

T_{in}	25 K	
T_{RF}	50 K	
T_m	500 K	
T_{IF}	1000 K	
G_{RF}	23 dB	(ratio 200)
G_{IF}	30 dB	(ratio 1000)

Calculer la température de bruit du système en supposant que le mélangeur a un gain $G_m = 0$ dB. Recalculez la température de bruit du système lorsque le mélangeur a une perte de 10 dB. Comment minimiser la température de bruit du récepteur lorsque le mélangeur a une perte de 10 dB ?

Solution

La température de bruit du système est donnée par l'équation (20)

$$T_s = \left[T_{rf} + T_{in} + \frac{T_m}{G_{rf}} + \frac{T_{if}}{G_m G_{rf}} \right] \text{ K} = 25 + 50 + \frac{500}{200} + \frac{1000}{200} = 82.5 \text{ K}$$

Si le mélangeur avait une perte, comme c'est généralement le cas, l'effet de l'amplificateur FI serait plus important. Pour un mélangeur avec une perte de 10 dB, $G_m = -10$ dB et la valeur linéaire est $G_m = 0.1$ comme rapport. Ensuite

$$T_s = 25 + 50 + \frac{500}{200} + \frac{1000}{20} = 127.5 \text{ K}$$

Les températures de bruit du système les plus basses sont obtenues en utilisant un LNA à gain élevé. Supposons que nous augmentions le gain LNA dans cet exemple à $G_{rf} = 50$ dB, donnant un rapport $G_{rf} = 10^5$. Ensuite

$$T_s = 25 + 50 + \frac{500}{10^5} + \frac{1000}{10^4} = 75.1 \text{ K}$$

Le gain élevé du RF LNA a rendu la température de bruit du système presque aussi basse que possible. La valeur minimale de T_s est donnée par $T_{s \min}$ où dans cet exemple

$$T_{s \min} = T_{in} + T_{rf} = 75 \text{ K}$$

Le mélangeur et l'amplificateur FI ne contribuent presque rien à la température de bruit du système. Les LNA destinés à être utilisés dans les récepteurs satellites ont généralement des gains dans la plage de 40 à 55 dB, ce qui fait que la température de bruit du système peut être assimilée à $T_{in} + T_{rf}$.

Exemple 4

Le système illustré dans l'exemple 3, Tableau 3, a un LNA avec un gain de 50 dB. Une section de guide d'onde à pertes avec une atténuation de 2 dB est insérée entre l'antenne et l'amplificateur RF. Trouvez la nouvelle température de bruit du système pour une température de guide d'ondes de 300°K.

Solution

La perte de guide d'onde de 2 dB (rapport 1.58) peut être traitée comme un gain, G_l inférieur à l'unité : $G_l = 1/1.58 = 0.631$. Le guide d'onde avec perte atténue le bruit entrant et ajoute du bruit généré par sa propre perte ohmique. Le générateur de bruit équivalent placé en sortie de la section de guide d'onde qui représente le bruit généré par le guide d'onde a une température de bruit T_{wg} , où

$$T_{wg} = T_p(1 - G_l) = 300(1 - 0.631) = 110.7 \text{ K}$$

Le guide d'onde atténue le bruit de l'antenne, donc $T_{in} = 0.631 \times 25 = 15.8 \text{ K}$. La nouvelle température de bruit du système, rapportée à l'entrée du LNA, est

$$T_s = 15.8 + 110.7 + 50 + \frac{500}{10^5} + \frac{1000}{10^4} = 176.6 \text{ K}$$

La température de bruit du système est de $10 \log_{10}(176.6/75) = 3.7 \text{ dB}$ plus élevée que la configuration originale du récepteur sans la perte de guide d'ondes de 2 dB.

Nous pouvons référer la température de bruit du système au port de sortie de l'antenne en divisant le résultat ci-dessus par G_l . Cela transfère la source de bruit de l'entrée LNA à l'entrée du guide d'ondes.

$$T_s = \frac{176.6}{0.631} = 280 \text{ K}$$

La nouvelle température de bruit du système est supérieure de 5.7 dB à la température de bruit du système sans le guide d'ondes avec perte, mais il n'y a plus de perte de signal, nous avons donc le même résultat pour la réduction du CNR.

Notez que lorsque la température de bruit du système est basse, chaque 0.1 dB d'atténuation en amont de l'amplificateur RF ajoutera environ 6.6 K à la température de bruit du système. En utilisant la formule de l'exemple 2 avec $T_p = 290$ °K, $G_l = -0.1$ dB = 0.977 comme rapport donne

$$T_{no} = 280 \times 0.023 = 6.6 \text{ K} \quad (\text{III.21})$$

C'est la raison pour laquelle l'extrémité avant du récepteur est placée à la sortie de l'alimentation de l'antenne. Les pertes de guide d'ondes en amont du LNA peuvent avoir un effet désastreux sur la température de bruit du système des systèmes de réception à faible bruit.

La valeur de T_{in} dans les exemples 3 et 4 a été fixée à 25 K. Cela correspond à une atténuation du trajet atmosphérique d'environ $0.1 \times 25/6.6 = 0.4$ dB, en utilisant la formule ci-dessus et en arrondissant au dixième de dB le plus proche, en supposant une antenne sans bruit. Notez que dans l'analyse des systèmes de communication, les résultats en décibels sont généralement cotés au dixième de dB le plus proche. L'inclusion d'une décimale supplémentaire implique que tous les calculs sont corrects à 0.01 dB, ce qui n'est jamais le cas en raison des hypothèses faites au début du calcul.

III.6 Facteur de bruit et température de bruit

Le facteur de bruit est fréquemment utilisé pour spécifier le bruit généré dans un appareil. Le bruit de fonctionnement est défini par la formule suivante (Krauss et al. 1980, p. 26)

$$N = \frac{(SNR)_{in}}{(SNR)_{out}} \quad (\text{III.22})$$

Où $(SNR)_{in}$ est le SNR à l'entrée de l'appareil et $(SNR)_{out}$ est le SNR à la sortie de l'appareil. Étant donné que la température de bruit est plus utile dans les systèmes de communication par satellite, il est préférable de convertir le facteur de bruit en température de

bruit,

T_n .

La relation est :

$$T_n = T_0(NF - 1) \text{ K} \quad \text{ou} \quad NF = 1 + \frac{T_n}{T_0} \quad (\text{III. 23})$$

Où le facteur de bruit est un rapport linéaire, pas en décibels et où T_0 est la température de référence utilisée pour calculer le facteur de bruit standard - généralement 290 K. NF est fréquemment donné en décibels et doit être converti en un rapport avant d'être utilisé dans l'équation (24).

Le Tableau 4 donne une comparaison entre le facteur de bruit et la température de bruit sur la plage rencontrée dans les systèmes typiques.

Tableau III.4 Comparaison de la température de bruit et du facteur de bruit.

Noise temperature (K)	0	20	40	60	80	100	120	150	200	290
Noise figure (dB)	0	0.29	0.56	0.82	1.06	1.29	1.50	1.81	2.28	3.0
Noise temperature (K)	400	600	800	1000	1500	2000	3000	5000	10 000	
Noise figure (dB)	3.8	4.9	5.8	6.5	7.9	9.0	10.5	12.6	15.5	

III.7 Rapport G/T pour les stations terriennes

L'équation de liaison peut être réécrite en termes de CNR à la station terrienne

$$\frac{C}{N} = \frac{P_t G_t G_r}{k T_s B_n} \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 = \left[\frac{P_t G_t}{k B_n} \right] \left[\frac{\lambda}{4\pi R} \right]^2 \left[\frac{G_r}{T_s} \right] \quad (\text{III. 24})$$

Ainsi, $\text{CNR} \propto G_r/T_s$, et les termes entre crochets sont tous des constantes pour un système satellitaire donné. Le rapport G_r/T_s , qui est généralement indiqué simplement comme G/T en décibels avec des unités dBK^{-1} , peut être utilisé pour spécifier la qualité d'une station

terrienne de réception ou d'un système de réception par satellite, car l'augmentation de G_r/T_s augmente le CNR reçu.

Les terminaux satellites peuvent être cités comme ayant un rapport G/T négatif, inférieur à 0 dBK⁻¹. Cela signifie simplement que la valeur numérique de G_r est inférieure à la valeur numérique de T_s .

Exemple 5 : Rapport G/T de la station terrienne

Une antenne de station terrienne a un diamètre de 30 m avec une efficacité d'ouverture de 68% et est utilisée pour recevoir un signal à 4150 MHz. A cette fréquence, la température de bruit du système est de 60 K lorsque l'antenne pointe vers le satellite à un angle d'élévation de 28°. Quel est le rapport G/T de la station terrienne dans ces conditions ? Si de fortes pluies font augmenter la température du ciel de sorte que la température du bruit du système s'élève à 88 K, quelle est la nouvelle valeur G/T ?

Solution

Calculez d'abord le gain d'antenne. Pour une ouverture circulaire

$$G_r = \eta_A \frac{4\pi A}{\lambda^2} = \eta_A \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

A 4150 MHz, $\lambda = 0.0723$ m. Ensuite

$$G = 0.68 \left(\frac{\pi 30}{0.0723} \right)^2 = 1.16 \times 10^6 \text{ ou } 60.6 \text{ dB}$$

Conversion de T_s en dBK

$$T_s = 10 \log_{10} 60 = 17.8 \text{ dBK}$$

$$\frac{G}{T} = 60.6 - 17.8 = 42.8 \text{ dBK}^{-1}$$

Si $T_s = 88$ K en forte pluie

$$\frac{G}{T} = 60.6 - 19.4 = 41.2 \text{ dBK}^{-1}$$

III.8 Bilans de liaison

Le calcul du CNR dans un récepteur est simplifié par l'utilisation de bilans de liaison. Un bilan de liaison est une méthode tabulaire pour évaluer la puissance reçue et la puissance de bruit dans une liaison radio, et est similaire à un bilan monétaire, où la puissance reçue est considérée comme équivalente au revenu et les pertes sont équivalentes à la dépense.

Les bilans de liaison utilisent invariablement des unités de décibels pour toutes les quantités afin que les puissances de signal et de bruit puissent être calculées par addition et soustraction

Le bilan de liaison doit être calculé pour un transpondeur individuel et doit être répété pour chacune des liaisons individuelles

Le calcul du CNR dans une liaison par satellite est basé sur les deux équations pour la puissance du signal reçu et la puissance du bruit du récepteur qui ont été présentées dans les paragraphes I et II. L'équation (12) donne la puissance porteuse reçue en dB watts comme

$$P_r = \text{EIRP} + G_r - L_p - L_a - L_{ta} - L_{ra} \text{ dBW} \quad (\text{III. 25})$$

De l'équation (13), un terminal de réception avec une température de bruit de système T_s K et une largeur de bande de bruit B_n Hz a une puissance de bruit P_n watts rapportés à l'entrée du LNA où :

$$P_n = kT_s B_n \text{ watts} \quad (\text{III. 26})$$

La puissance de bruit du système de réception est généralement écrite en décibels sous la forme :

$$N = k + T_s + B_n \text{ dBW} \quad (\text{III. 27})$$

Où k est la constante de Boltzmann (-228.6 dBW/K/Hz), T_s est la température de bruit du système en dBK et B_n est la largeur de bande de bruit du récepteur en dBHz

Exemple 6 : Bilan de liaison pour la liaison descendante en bande C avec faisceau de couverture terrestre

Le satellite utilisé dans cet exemple est en GEO et embarque 24 répéteurs en bande C, chacun avec une bande passante de 36 MHz. La bande de liaison descendante est de 3,7 à 4,2 GHz et le satellite utilise des polarisations circulaires orthogonales doubles pour doubler le

nombre de canaux disponibles, offrant ainsi une bande passante RF effective de 864 MHz. La Figure 8 illustre un satellite GEO situé à 30°W de longitude et desservant la région de l'océan Atlantique.

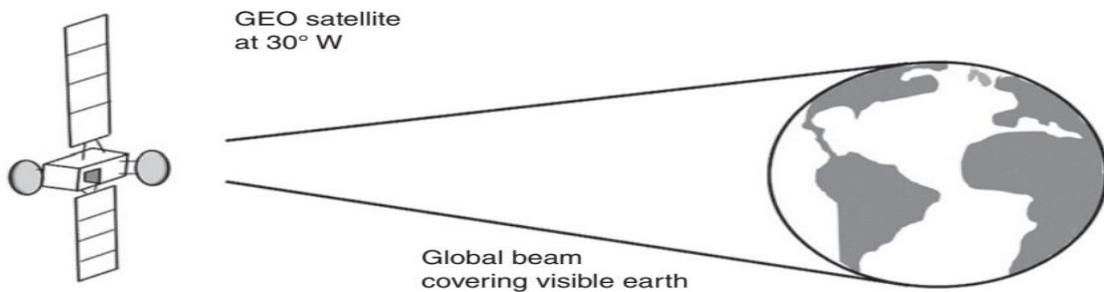


Figure III.12 Satellite GEO à 30° de longitude ouest avec antenne à faisceau global desservant la région de l'océan Atlantique

A noter que la majeure partie de l'énergie transmise par le satellite tombe dans l'océan ; seule une petite fraction atteint les zones peuplées

Le Tableau 5a résume les paramètres de la liaison et présente un bilan de liaison pour la liaison descendante du satellite à une station terrienne de réception.

La température de bruit du système est de 58 K car l'atténuation en air clair de 0.2 dB crée une température de bruit d'antenne de 13 K, ce qui s'ajoute à la température de bruit LNA de 45 K. Par conséquent, le CNR dans le récepteur en air clair est

$$CNR = P_r - N = -113.5 \text{ dBW} - (-136.2 \text{ dBW}) = 22.7 \text{ dBW}$$

La station terrienne de réception a un gain de 49.7 dB à 4 GHz et une température de bruit du système de réception de 58 K par ciel clair. Le rapport G/T pour cette station terrienne est

$$\frac{G}{T} = 49.7 - 10 \log_{10}(58) = 32.9 \text{ dBK}^{-1}$$

Tableau III.5 Exemple de bilan de liaison descendante d'un satellite GEO en bande C en air clair

<i>C-band satellite parameters</i>		
Transponder saturated output power 80 W	$P_{t \text{ sat}}$	19 dBW
Antenna gain, on axis	G_t	20 dB
Transponder bandwidth	B_{transp}	36 MHz
Downlink frequency band		3.7–4.2 GHz
Digital signal noise bandwidth	B_n	30 MHz
Minimum permitted overall CNR in receiver	$(\text{CNR})_{\text{o min}}$	14.0 dB
<i>Receiving C-band earth station</i>		
Downlink frequency		4.00 GHz
Antenna gain, on axis, 4 GHz	G_r	49.7 dB
Receiver IF bandwidth	B_n	30 MHz
Receiving system noise temperature	T_s	45 K
<i>Downlink power budget</i>		
Satellite transponder output power, 80 W	P_t	19.0 dBW
Transponder output backoff	B_{out}	–2.0 dB
Satellite antenna gain, on axis	G_t	20.0 dB
Earth station antenna gain	G_r	49.7 dB
Free space path loss at 4 GHz	L_p	–196.5 dB
Edge of beam loss for satellite antenna	L_{ant}	–3.0 dB
Clear sky atmospheric loss	L_a	–0.2 dB
Other losses (<i>margin</i>)	L_{misc}	–0.5 dB
Received power at earth station	P_r	–113.5 dBW
<i>Downlink noise power budget in clear air</i>		
Boltzmann's constant	k	–228.6 dBW/K/Hz
System noise temperature, 58 K	T_s	17.6 dBK
Noise bandwidth, 30 MHz	B_n	74.8 dBHz
Receiver noise power	N	–136.2 dBW

Tableau III.6 Bilan de liaison descendante en bande C sous la pluie.

Received power at earth station in clear air	P_{rca}	–113.5 dBW
Rain attenuation	A	1.0 dB
Received power at earth station in rain	$P_{\text{r rain}}$	–114.5 dBW
Receiver noise power in clear air	N_{ca}	–135.5 dBW
Increase in noise power due to rain	ΔN_{rain}	2.8 dB
Receiver noise power in rain	N_{rain}	–132.7 dBW

Chapitre IV

BILAN DE LIAISON

Chapitre IV : Bilan De Liaison

IV.1 Introduction

Dans une liaison radioélectrique entre un émetteur et un récepteur le rapport de la puissance fournie par l'émetteur à la puissance disponible à l'entrée du récepteur dépend de plusieurs facteurs tels que les pertes dans les antennes ou dans les lignes de transmission qui les alimentent, l'affaiblissement dû aux divers mécanismes de propagation, les pertes dues à une mauvaise adaptation des impédances ou de la polarisation, etc.

L'atténuation ou l'affaiblissement est la diminution relative de la puissance d'un signal au cours de sa transmission, que ce soit dans les lignes de transmission ou dans la transmission hertzienne, est une grandeur importante dans les télécommunications.

Donc avant d'installer un système radiocommunication ou une liaison hertzienne, il est nécessaire d'effectuer le calcul de bilan de liaison. En effet ce calcul permet de déterminer si le niveau de puissance reçu par le récepteur sera suffisant pour que la liaison fonctionne correctement [13].

IV.2 Bilan de liaison hertzienne

IV.2.1 Définition

Le bilan de liaison (ou Link budget en anglais) est un outil fondamental pour dimensionner les puissances à mettre en jeu dans un canal de transmission.

Le bilan de liaison fait la somme de la puissance émise et de tous les gains et les pertes rencontrés jusqu'au récepteur, ainsi que les marges ajoutées par le concepteur, fournissant la puissance reçue par le récepteur. Celle-ci doit être supérieure au seuil de réception, lié au niveau de bruit du récepteur et du rapport signal à bruit minimal pour assurer une détection du signal et une qualité de services suffisante.

La figure ci-dessous présente un schéma général de principe d'une liaison hertzienne [13] :

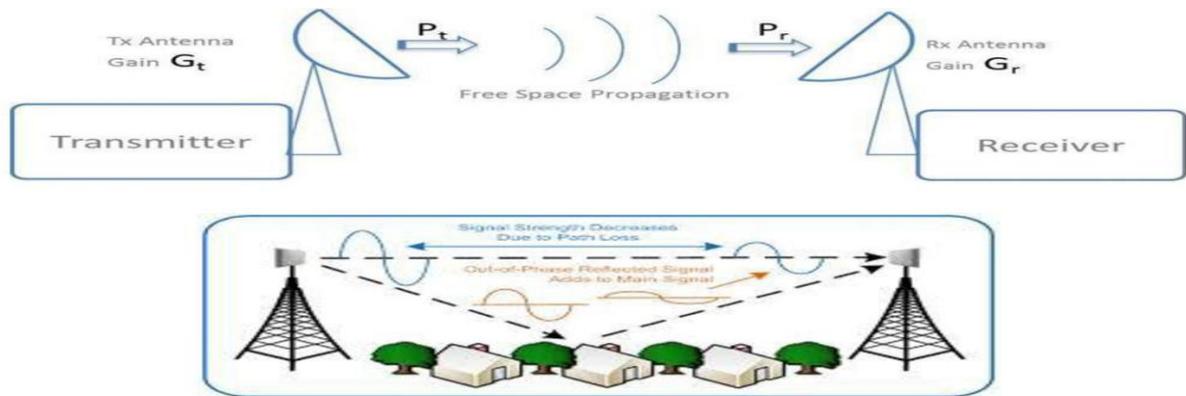


Figure IV.1 schéma général de principe d'une liaison hertzienne

IV.3 Conditions de propagation

IV.3.1 Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente :

La P.I.R.E (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente), est une caractéristique importante d'un émetteur. Elle correspond à la puissance émise par l'émetteur, augmentée du gain d'antenne

$$PIRE_{(w)} = Pt_{(w)} \times Gt \quad (IV.1)$$

IV.3.2 Visibilité directe

Une liaison FH est dite en visibilité directe si la droite qui joint les deux antennes d'émission et de réception ne rencontre aucun obstacle et peut être défini comme étant une liaison dans laquelle les phénomènes de diffraction sont négligeables

IV.3.3 Zones de Fresnel

Pour déterminer si la propagation se fait dans des conditions de LOS (Line-Of-Sight) ou non, il convient de considérer les ellipsoïdes de Fresnel. La première ellipsoïde délimite la région de l'espace où est véhiculée la plus grande partie de l'énergie du signal. Se situer dans cet ellipsoïde revient à se trouver dans des conditions de LOS.

Pour savoir si un obstacle quelconque pénètre à l'intérieur du premier ellipsoïde, il est nécessaire de connaître le rayon de cet ellipsoïde au niveau de cet obstacle. Le rayon de L'ellipsoïde en n'importe quel point de la liaison est donné par la relation suivante :

$$R = \sqrt{\frac{D_1 D_2}{D^1 + D_2}} \lambda \quad (IV.2)$$

Où :

- ✓ R : Rayon de l'ellipsoïde.
- ✓ D1 : Distance entre l'émetteur E et le point M
- ✓ D2 : Distance entre le récepteur R et le point
- ✓ λ : Longueur d'onde de fonctionnement.

IV.3.4 Bilan de liaison

Avant d'installer un système de radiocommunication ou une liaison FH, il est nécessaire d'effectuer le calcul du bilan de liaison. En effet, ce calcul permet de déterminer si le niveau de puissance reçue par le récepteur sera suffisant pour que la liaison fonctionne correctement.

IV.3.5 Pertes en espace libre

En télécommunications, l'affaiblissement en espace libre « Free Space Los » FSL est la diminution idéale par propagation ; un signal à l'intérieur d'espace où il y aurait que les deux antennes ; d'émission et de réception. Le modèle FSL est utilisé pour prédire la puissance du signal reçu quand les deux extrémités de la liaison ont un LOS dégagé entre eux.

$$\text{FSL} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 \quad (\text{IV.3})$$

Où

- ✓ λ : Longueur d'onde (en m, $\lambda = c/f$, $c = 3.10^8$ m/s).
- ✓ D: Distance entre l'antenne d'émission et celle de réception en kilomètre.

La formule est souvent utilisée pour calculer le FSL qui est déterminée en décibel :

$$\text{FSL (dB)} = 92.4 + 20 \log f \text{ (GHz)} + 20 \log D \text{ (km)} \quad (\text{IV.4})$$

Où :

- ✓ D: Distance entre l'antenne d'émission et celle de réception en Km.
- ✓ f : Fréquence utile en GHz.

IV.3.6 Feeder

- ✓ Est un simple tuyau métallique à section circulaire ou rectangulaire permet de conduire
- ✓ Les micro-ondes compatibles avec sa taille latérale de l'ordre de la longueur d'onde dans la
- ✓ Gamme de fréquence allant de 2GHz à 80GHz.

IV.3.7 Gain

Le gain d'une antenne se calcule par rapport à une antenne de référence c'est-à-dire le rapport de la puissance qu'il faudrait fournir à l'antenne de référence convenablement orientée à celle qu'il faut réellement fournir à l'antenne considérée. Il est donné par :

$$G_{ant} = \eta (\pi d/\lambda)^2 \quad (II.4)$$

Où :

- ✓ η = rendement de antenne (valeur théorique = 0,55)
- ✓ d = diamètre de antenne, en mètres.

Très souvent, on utilise la formule suivante en décibel :

$$G_{ant} \text{ (dB)} = 20 \log f \text{ (GHz)} + 20 \log d \text{ (m)} + 17.8 \quad (IV.5)$$

Où :

- ✓ f = fréquence en GHz
- ✓ d = diamètre de l'antenne, en mètres

IV.3.8 Atténuations dues aux précipitations et aux gaz atmosphériques

L'atténuation due aux précipitations est principalement causée par des averses de pluies mais aussi à la neige et au brouillard qui peuvent provoquer une dégradation au niveau de la liaison. Cependant, l'atténuation due aux gaz atmosphériques, ce sont celles dues à la présence de l'oxygène et de la vapeur d'eau

IV.3.9 Niveau du signal reçu

C'est la quantité d'énergie de la ligne au niveau du récepteur. Le calcul de la puissance reçue est donné par la formule :

$$Pr \text{ (dBm)} = Pt + G_{ant} \text{ (Tx)} - TLL \text{ (Tx)} - FSL + G_{ant} \text{ (Rx)} - TLL \text{ (Rx)} \quad (IV.6)$$

Où :

- ✓ FSL = affaiblissement en espace libre en dB.
- ✓ P_t et P_r : puissances de l'émetteur et de récepteur respectivement en dBm.
- ✓ $G_{ant} \text{ (Tx)}/ \text{ (Rx)}$: gain de l'antenne d'émission et de réception en dB.
- ✓ TLL : perte de branchement en dB.

IV.4 DETAILLE DE bilan de liaisons

Le bilan de liaison est la compilation de tous les gains et pertes dans la communication lien [1]. En additionnant la puissance d'émission en dBm (ou dBw) avec tous les gains et pertes de liaison pertinents en dB, puis en soustrayant la valeur reçue requise niveau de signal (RSL, exprimé dans les mêmes unités que la puissance d'émission), le lien une marge en dB est obtenue. La marge de liaison fournit une mesure de robustesse pour un lien. Les liens avec des marges relativement faibles ne sont probablement pas très robustes à moins que tous les gains et les pertes soient très bien compris et modélisés. Certains Des pertes dans un bilan de liaison sont basés sur les exigences de disponibilité, et donc les pertes réelles ne sont pas toujours présentes. Les exigences de disponibilité peuvent conduire certaines des marges de fondu qui sont incluses dans le bilan de liaison.

Après les premières lignes d'introduction du bilan de liaison en (table IV.1), les lignes suivantes sont dédiées au calcul de la PIRE transmise.

IV.4.1 PIRE

L'EIRP est la transmission puissance plus le gain de l'antenne, moins les pertes éventuelles du guide d'onde et/ou du radôme

$$PIRE_{(W)} = Pt_{(w)} \times Gt \quad (IV.7)$$

On l'exprime souvent en dBw ou dBm :

$$PIRE_{(dBw)} = Pt_{(dBw)} + Gt_{(dBi)} - L_R - L_{WGdB} \quad (IV.8)$$

Une allocation pour la perte due à la désadaptation d'impédance entre l'antenne et l'émetteur ou le HPA peut également être inclus en tant qu'élément de ligne dans cette section, qui peut être inclus dans les paramètres de l'émetteur ou de l'antenne. Pour plus de détails sur la perte de désadaptation d'impédance. Le terme de perte de radôme peut varier augmenter lorsque le radôme est humide. Le bilan de liaison doit utiliser la valeur la plus défavorable puisque l'état du radôme n'est ni connu ni contrôlé. Pour l'exemple de bilan de liaison de la (tab IV.1), la PIRE est calculée comme suit :

$$PIRE = 10 \text{ dBm} + 32 \text{ dB} - 2 \text{ dB} - 1.5 \text{ dB} = 38.5 \text{ dBm}$$

```

%% PIRE
Pt_dB = 10;
Pt_N = 10^(Pt_dB/10);

Gt_dB = 32;
Gt_N = 10^(Gt_dB/10);

Lr_dB = -2;
Lr_N = 10^(Lr_dB/10);

Lwg_dB = -1.5;
Lwg_N = 10^(Lwg_dB/10);

PIER = Pt_dB + Gt_dB + Lr_dB + Lwg_dB;

disp(['PIER = ' num2str(PIER) ' dB'])

PIER = 38.5 dB

```

Figure IV.2 calcul de PIRE par logiciel Matlab

IV.4.2 PERTE DE CHEMIN

La perte de chemin est l'élément de bilan de liaison d'intérêt principal dans ce texte en ce qui concerne au sujet de la propagation RF. Les éléments de perte de trajet incluent la perte d'espace libre (le cas échéant ; sinon, une perte médiane est calculée en utilisant d'autres méthodes telles que discutés dans les chapitres suivants), les pertes atmosphériques dues aux gaz et à l'eau absorption de vapeur, précipitation, évanouissement dû aux trajets multiples et autres effets en fonction de la fréquence et de l'environnement. Si le trajet principal est régi par la perte d'espace libre, il est calculé en utilisant l'équation de perte d'espace libre de Friis, qui peut être exprimée sous la forme

$$L = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{IV.9})$$

Comme indiqué ici, L est en fait un gain (quoique inférieur à l'unité) plutôt qu'une perte. Cela sera traité sous peu. Notez que l'équation de Friis inclut la transmission et recevoir le gain d'antenne. Dans certaines applications, l'exposant dans l'espace libre l'équation de perte est une valeur différente de 2. Cela reflète la géométrie de l'environnement et est traité dans les chapitres suivants. Si une puissance dite modifiée

La loi est utilisée, alors, à proprement parler, ce n'est pas la perte d'espace libre, mais représente plutôt une perte de trajet moyenne ou médiane dans un environnement avec perte tel que proche de la Terre propagation. Les exemples de ce chapitre sont limités à l'espace libre de loi carrée perte. Le gain d'antenne rend compte de la directivité et de l'efficacité de l'antenne, tandis que le terme de distance au carré inverse représente le front d'onde sphérique étatement (géométrique). La dépendance à la longueur d'onde est un artefact de l'utilisation le gain de l'antenne de réception dans l'équation plutôt que l'antenne efficace Région. L'équation d'affaiblissement en espace libre de Fris peut-être exprimée en dB sous la forme

$$L_{dB} = -G_{TdB} - G_{RdB} - 20 \log(\lambda) - 20 \log(d) + 22 \quad (\text{IV.10})$$

Où un signe négatif a été inclus de sorte que la valeur de L DB est, en fait, une perte. Une façon de voir les choses est qu'une perte est simplement le négatif d'un gain lorsque exprimé en dB. Si les subtilités de celle-ci ne sont pas essentielles, garder les signes directement lors de l'exécution d'un budget de lien est certainement. Dans de nombreuses applications, les gains d'antenne sont exclus de l'affaiblissement sur le trajet expression, auquel cas la perte en espace libre :

$$L_{FSLdB} = -20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{IV.11})$$

La section de perte de trajet comprend la perte d'espace libre et tous les effets environnementaux compris les trajets multiples. Certains de ces effets sont probabilistes tandis que d'autres sont déterministes. La perte en espace libre (ou autre calcul de la géométrie perte) est une fonction déterministe de la portée. La perte atmosphérique est fonction de distance, l'angle d'élévation de la liaison et l'environnement local. Une référence l'atmosphère peut être utilisée pour estimer la perte pour tous les cas d'intérêt avec erreur acceptable sauf aux fréquences où la perte est considérable.

Tableau IV.1 BILAN DE LAISION

Fréquence	38.6 GHz
Longueur d'onde	0.0078m
Polarisation verticale	Verticale
Distance de liaison	2km
Puissance d'émission Tx	10.0 dBm
Perte de transmission Tx	-1.5 DB
Gain d'antenne Tx	32.0 Db
Perte aléatoire	-2.0 Db
PIRE	38.5 dBm
Affaiblissement sur le trajet (FSL)	-130 dBm
Erreur de pointage Tx	-1.0 Db
Perte de pluie	-15.0 dB
Multi trajet	-2.0 dB
Perte atmosphérique	-0.2 dB
Pertes totales sur le trajet	-148.4 dB
Perte du radôme	-2.0 dB
Gain de l'antenne Rx	32.0 dB
Perte de polarisation	-0.2 dB
Perte Rx	-2.0 dB
Erreur de pointage	-1.0 dB
Gain Rx total	26.8 dB
RSL	-83.1 dB
Marge d'interférence	-1.0 dB
Bruit Rx	7.0 dB
Bande passante de bruit	25.0 dB
De passante Bande bruit	-93.0 dBm
Rapport signal/bruit	8.9 Db
Seuil	-88.0 dBm
Marge nette	3.9 dBm

Les pertes probabilistes doivent avoir une marge d'évanouissement dans le bilan de liaison et une probabilité correspondante que la marge d'évanouissement soit dépassée. Le complément de cette probabilité est la disponibilité de la liaison due à ce phénomène particulier. Par

exemple, dans cet exemple, la probabilité d'un évanouissement dû à la pluie dépassant 15 dB est 0,1% (correspondant à la disponibilité du lien de 0,999). Si la pluie s'estompe dépasser cette valeur, il est supposé que le lien sera temporairement indisponible. La probabilité choisie doit être dans des limites acceptables pour l'application être considéré. L'affaiblissement admissible sur le trajet est donné par la somme (en dB) des la perte d'espace libre, la marge d'évanouissement budgétée et toutes les pertes diverses.

$$PL_{dB} = FSL_{dB} + FM_{dB} + L_{miscdB} \quad (IV.12)$$

Pour cet exemple, l'affaiblissement sur le trajet est donné par

$$PL_{dB} = -20 \log \left(\frac{1}{4\pi d} \right)^2 + 30 + 0.5 = 135dB$$

IV.4.3 Gain du récepteur

Le gain du récepteur est égal au gain de l'antenne moins toute perte de radôme, câble ou perte de guide d'ondes (perte de récepteur), perte de polarisation et perte de pointage.

$$G_{RdB} = G_{RXdB} - L_{RadomedB} - L_{WGdB} - L_{pol} - L_{pt} \quad (IV.13)$$

Pour ce bilan de liaison, le gain net de réception est donné par :

$$G_{RdB} = 32 - 2 - 2 - 0.2 - 1 = 26.8 \text{ dB}$$

```

%% GR
Grx_dB = 32;%
Grx_N = 10^(Grx_dB/10);

Lra_dB = -2;%
Lra_N = 10^(Lra_dB/10);

Lwg_dB_2 = -2;%
Lwg_N_2 = 10^(Lwg_dB/10);

Lpol_dB = -0.2;
Lpol_N = 10^(Lpol_dB/10);

Lpt_dB = -1;%
Lpt_N = 10^(Lpt_dB/10);

Gr_dB = Grx_dB + Lra_dB + Lwg_dB_2 + Lpol_dB + Lpt_dB ;

disp(['GR = ' num2str(Gr_dB) ' dB'])

```

```

GR = 26.8 dB

```

Figure IV.3 calcul du gain par logicielle Matlab

Le niveau du signal reçu est la PIRE moins la perte de trajet, plus le gain du récepteur :

$$RSL = EIRP - PL + G_{RdB} \quad (IV.14)$$

Le niveau du signal reçu est :

$$RSL = 27 \text{ dBm} - 135 \text{ dB} + 17 \text{ dB} = -91 \text{ dBm}$$

IV.4.4 Marge du lien

Le résultat d'un calcul de liaison peut être le niveau de signal reçu attendu (RSL), le rapport signal sur bruit (SNR), le rapport porteuse sur bruit (CNR), ou le rapport PSD énergie binaire/bruit (E_b/N_0). Si le RSL est déterminé, il peut être par rapport au signal minimum détectable (MDS) ou au seuil du système. Pour le lien de le table seuil du système est soustrait du RSL plus la marge d'interférence pour déterminer la marge de liaison.

$$(RSL + M_{INT}) - TH_{Rx} = 3.9 \text{ dB}$$

Un concepteur expérimenté peut souvent calculer un bilan de liaison qui se situe dans une fraction.

D'un dB de résultats mesurés. L'objectif du concepteur de l'émetteur-récepteur est de fermer le lien pour la distance spécifiée et exigeait autant d'efficacité que possible, tandis que le lien la tâche du concepteur est d'utiliser un émetteur-récepteur existant pour satisfaire une communication spécifique exigence. Le concepteur du lien peut alors troquer la disponibilité contre le lien distance.

IV.4.5 Rapport signal sur bruit

Si le rapport signal sur bruit est requis pour le bilan de liaison, il peut être calculé comme suit. Le bruit du récepteur est donné par

$$N_{dBm} = 10 \log(KT_0BF) \quad (IV.15)$$

$$N_{dBm} = -174 \text{ dBm} + 10 \log(B) + F_{dB}$$

Pour cet exemple, la puissance de bruit

$$N_{dBm} = -174 + 60 + 7 = -93 \text{ dBm}$$

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une petite présentation sur le bilan de liaison hertzienne et on a étudié les différentes conditions de propagation (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente ; visibilité directe.) ensuite on a fait une détaille de bilan de liaison en utilisant logicielelle Matlab pour calculer les défirent valeurs du PIRE et GAIN.

Conclusion Générale

Au cours de ce projet de fin d'étude, nous avons développé un outil de calcul de bilan de liaison terrestre dans un environnement avec et sans obstacles, que soit dans le cas terrestre ou satellitaire.

Nous avons étudié différents types d'atténuations ce qui nous a permis d'introduire un formalisme rigoureux du bilan de liaison permettant un calcul efficace de la puissance reçue par le récepteur. En effet, ces atténuations ou pertes sont dépendants de la fréquence, de la taille et de la géométrie des obstacles et de la nature des matériaux, ce qui influe considérablement sur le calcul du bilan de liaison. Les résultats obtenus ont été comparés et validés avec la littérature.

L'interface graphique réalisé au cours de ce projet de fin d'étude peut être encore améliorée en introduisant d'autres types d'atténuations et peut être étendue à d'autres applications de liaisons radio

Ce projet de fin d'étude nous a permis d'enrichir notre connaissance dans le domaine des systèmes de télécommunications

Bibliographie

Bibliographie

- [1]. L.Laynier, « Liaisons hertziennes 1, ». Available :
<http://www.louisreynier.com/fichiers/Liaison%20hertzienne%201.pdf>.
- [2]. Y. M. ADOUM, « Etude et mise en service de la liaison faisceau hertzien Loumbila-Kamboincè au Burkina Faso, » Institut supérieur d'informatique et de gestion (ISIG), 2009. [Enligne]. Available : http://www.memoireonline.com/02/12/5364/m_tude-et-mise-en-service-de-la-liaison-par-faisceau-hertzien-Loumbila-Kamboince-au-Burkina-Faso15.html
- [3]. M. Germain « Les bases de la radio, » 2012. Available:
<https://www.forumaterna.org/files/livresblancs/IntroductionALaradio.pdf>.
- [4]. Radio wave propagation and antennas for personal communications by Kazimierz Siwiak, Yasaman Bahreini (z-lib.org)
- [5]. Introduction to RF Propagation by John S. Seybold (z-lib.org)
- [6] R. I.-R. P.341-6, «The concept of transmission, » Aout 2016. [Enligne]. Available: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.341-6-201609-I!!PDF-E.pdf.
- [7]. « Atténuation, » [Enligne]. Available: [https://fr.wikipedia.org/wiki/Atténuation](https://fr.wikipedia.org/wiki/Att%C3%A9nuation)
- [8]. D.Grenier « Antennes et propagation radio, » 2017. Available:
http://w3.gel.ulaval.ca/~dgreiner/ap_notes-e.pdf.
- [9]. A. Boyer, « Dimensionnement de réseau cellulaire WCDM, » Toulouse, 2014. Available:
http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/4IR-BE_dimensionnement_interface_radio_2014.pdf.
- [10]. R. I.-R. P.840-6, «Atténuation due to clouds and fog, » 2013. [En ligne]. Available: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.840-6-201309-I!!PDF-E.pdf.
- [11]. M. Terré, « Propagation, » 2005-2006. Available:
http://easytp.cnam.fr/terre/images/CoursB8_V7_Propagation.pdf

[12]. T. Pratt and J. Allnutt, “ Satellite Communications, ” 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2020

[13]. A. Boyer, « CANAUX DE TRANSMISSIONS, » INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE, 09 2011. Available : http://alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours_transmission_bruite_sept11_v2_sans_reponses.pdf.