

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene

Faculté d'Electronique et d'Informatique



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER EN ELECTRONIQUE

Spécialité : Rayonnement Atmosphérique

Par : Mr BACHARI SID AHMED

Sujet

**Caractérisation de perturbations
électromagnétiques induites sur une
antenne GSM**

Soutenu publiquement, le 01/12/2009, devant le jury :

Mr B.HADDAD	Professeur à l'U.S.T.H.B	Président
Mr R.OUSSAID	Maitre de Conférences à l'U.S.T.H.B	Directeur de Mémoire
Mr A.AMROUCHE	Maitre de Conférences à l'U.S.T.H.B	Examinateur
Mr K.MAZIGHI	Maitre de Conférences à l'U.S.T.H.B	Examinateur

Remerciements

Le présent travail a été mené au laboratoire d'instrumentation de la faculté d'Electronique et d'Informatique de l'USTHB, dans le cadre du projet de recherche de l'équipe Instrumentation UHF/VHF.

Je tiens à remercier, tout particulièrement, mon directeur de mémoire, Monsieur Rachid Oussaid, Maitre de conférence à l'USTHB, pour avoir assuré l'encadrement de ce mémoire et pour m'avoir prodigué d'utiles suggestions lors de la rédaction de ce manuscrit. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour m'avoir donné la chance de présenter ce mémoire.

Toute ma reconnaissance va à Monsieur B. Haddad, professeur à l'USTHB, qui me fait l'honneur aujourd'hui de présider le jury de ce mémoire.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur A. Amrouche, Maitre de conférence à l'USTHB, pour avoir bien voulu accepter de participer au jury de ce mémoire.

Je tiens à remercier Monsieur K. Mazighi, Maitre de conférence à l'USTHB, pour avoir bien voulu examiner ce travail et participer à ce jury.

Enfin je remercie tous mes enseignants de la faculté d'Electronique et d'Informatique ainsi que mes camarades de la PG ' Rayonnement atmosphérique'.

Dédicaces

- *Je dédie ce modeste travail à mes chers parents ainsi qu'à mon frère BILAL et ma sœur SELMA.*
- *A la mémoire de mes grands pères.*
- *A mes grand-mères.*
- *A tous les membres de ma famille*
- *A tous mes amis en particulier : AISSA, FATEH, ABEDME, OUSSAMA, SMAIL, NABIL, REDA.....*

A tous je dédie ce modeste travail

SID AHMED

AGCH:	Associated Control Channel
BCCH:	Broadcast Control Channel
BCI:	Bulk Current Injection
BSC:	Base Station control
BTS :	Base Transceiver Station
CCH:	Control Channel
CEPT :	Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
db:	Décibel
dBm:	Décibel par 1mW
DCCH:	Dedicated Control Channel
DCS :	Digital Communication System 1800
DTX:	Discontinuous Transmission
EIR:	Equipment Identity Register
EMI:	Electro Magnetic Interference
EMS:	Electro Magnetic Susceptibility
EQM:	Erreur quadratique moyenne
ETSI :	European Telecommunication Standards Institute
FDD:	Frequency Division Duplex
FDMA:	Frequency Division Multiple Access
FH:	Frequency Hopping
FM :	Modulation de fréquence
FSK:	Frequency Shift Keying
CEM:	Compatibilité Electromagnétique.
GHz :	Gigahertz.
GMSK:	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM:	Global System for Mobile Communication
HLR:	Home Location Register
Hz :	Hertz.
IMEI:	International Mobile Equipment Identity
Km:	Kilomètres.
KV:	kilovolt
MA:	Mobile Allocation
MAIO:	Mobile Allocation Index Offset
MANET:	Mobile ad hoc networks.
MHz :	Mégahertz.
MIMO:	Multiple in multiple out
min:	Minutes
MS :	Mobile Station
ms:	Millisecond
MSC:	Mobile Switching Centre

MSK:	Minimum Shift Keying
PCH:	Paging Channel
PCS :	Personal Communication System 1900
PDF:	Probability Distribution Function
PPM:	part per million
RACH:	Random Access Channel
RF	Radio Fréquence
RPE-LPC :	Regular pulse excited-Linear Predictive Coder
RSIL:	Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne
RTC:	Réseau téléphonique commuté
SDCCH:	Stand-Alone Dedicated Control Channel
SINR:	Signal to Interference and Noise Ratio
SNR:	Signal to Noise Ratio
TCH:	Traffic Channel
TDD:	Time Division Duplex
TDMA:	Time Division Multiple Access
TV:	Télévision.
UHF:	Ultra High Frequency
UIT:	Union internationale de télécommunication
VLR:	Visitor Location Register
WLAN:	Wireless local area networks.
WLL:	Wireless local loops.
WMAN:	Wireless metropolitan area networks.
XOR:	Exclusive or

<i>Figure I-1 : composants de CEM.....</i>	<i>4</i>
<i>Figure I-2: Couplage entre la source et la victime.....</i>	<i>6</i>
<i>Figure I-3 : Emission en champ électrique.....</i>	<i>7</i>
<i>Figure I-4 : Emission en champ magnétique.....</i>	<i>7</i>
<i>Figure I-5 : champ proche et champ lointains.....</i>	<i>9</i>
<i>Figure I-6 : Couplage par conduction.....</i>	<i>10</i>
<i>Figure. I-7 : Exemple de rayonnement électromagnétique, celui d'une antenne d'émission....</i>	<i>11</i>
<i>Figure I-8 : couplage en champ lointain.....</i>	<i>12</i>
<i>Figure I-9 : couplage en champ proche.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I-10 : Photo d'une pince absorbante.....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I-11: la cage de Faraday semi-anéchoïque et quelques antennes</i>	<i>14</i>
<i>Figure I-12: Photo d'un RSIL.....</i>	<i>15</i>
<i>FigureI-13 : site d'essais de décharge électrostatique défini par la norme CEI 61000-4-2.....</i>	<i>16</i>
<i>Figure II-1 : Le nombre d'abonnés de GSM de 1992 à 1998 [GSM99].....</i>	<i>18</i>
<i>Figure II-2 : Structure de cellules.....</i>	<i>19</i>
<i>Figure II-3 : Architecture du réseau GSM</i>	<i>21</i>
<i>Figure II-4 : Structure de l'interface radio FDMA/TDMA [Dav96]</i>	<i>22</i>
<i>Figure II-5 : Structures des 5 types de burst définis par la norme GSM.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure II-6 : Le gabarit de montée en puissance pour la durée de burst normale.....</i>	<i>25</i>
<i>Figure II-7 : Algorithme du saut de fréquence en GSM [GSM510]</i>	<i>30</i>
<i>Figure II-8 : adaptation de la puissance de transmission</i>	<i>31</i>
<i>Figure II-9 : La structure et la durée hiérarchiques des différentes trames en GSM.....</i>	<i>32</i>
<i>Figure II-10 : Transmission d'une trame de parole.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure II-11 : détail de la procédure d'entrelacement.....</i>	<i>35</i>
<i>Figure II-12 : Modulation de fréquence d'un signal (FSK)</i>	<i>36</i>
<i>Figure II-13 : Modulation MSK, continuité de la phase.....</i>	<i>36</i>
<i>Figure III-1 : Géométrie pour calculer les coefficients de la réflexion entre deux diélectriques.....</i>	<i>39</i>
<i>Figure III-2 : Principe de la diffraction.....</i>	<i>41</i>
<i>Figure III-3: principe de diffusion</i>	<i>41</i>

Figure III-4 : Propagation sur une terre plane (<i>T</i> et <i>R</i> représentent l'antenne d'émission et de réception)	42
Figure III-5: La force du signal reçu et le fading lent dans un environnement d'intérieur.....	44
Figure III-6 : le fading rapide dans un environnement d'intérieur.....	45
Figure III-7 : les coordonnées du modèle de dispersion.....	45
Figure III-8 : la PDF de la distribution Rayleigh 1= médian (50% valeur) $1,1774\sigma$, 2= valeur moyenne $1,2533\sigma$, 3=valeur RMS $1,41\sigma$	48
Figure III-9 : la PDF de la distribution Rician ; (a) $K \rightarrow 0$, (b) $K \approx 1$, (c) $K \gg 1$	49
Figure III-10 : illustration de l'effet Doppler.....	51
Figure III-11 : Spectre Doppler pour une porteuse non-modulée.....	52
Figure III-12 : les réponses impulsionnelle spécifique pour le canal GSM.....	53
Figure IV-1: force du signal reçu par une antenne Patch et dipôle dans un environnement intérieur (le coefficient de corrélation du fading rapide $\rho=-0,2$)	60
Figure IV-2 : Les différents environnements à la station de base et portable.....	61
Figure IV-3 : le coefficient de corrélation normalisé par rapport à la séparation entre les antennes.....	61
Figure IV-4 : diagramme de deux modèles d'antenne a)dipôle b) patch.....	63
Figure IV-5 : la corrélation de fréquence par rapport à la séparation de fréquence.....	64
Figure IV-6 : Combinaison commutée.....	65
Figure IV-7 : Combinaison de sélection.....	65
Figure IV-8 : Combinaison de rapport maximum.....	66
Figure IV-9 : Combinaison de gain égale.....	66
Figure V-1 : antenne adaptative (Modèle de les combinaisons optimum)	68
Figure V-2 : surface quadratique.....	70
Figure V-3 : organigramme de notre modèle d'antenne.....	71
Figure V-4 : Fenêtre d'acquisitions des données.....	72
Figure V-5 : Diagramme de rayonnement non adapté d'un réseau rectiligne a 7 éléments.....	73
Figure V-6 : Rejection d'une interférence à 15°	73
Figure V-7 : Rejection d'une interférence à -20° et 40°	74
Figure V-8 : Diagramme de rayonnement en coordonnée polaires.....	75
Figure V-9 : Rejection d'une interférence à -75° , $-30,45$ et 80°	75

Figure V-10 : Diagramme de rayonnement en coordonnée polaires, interférence à -75° , -30° , 45° et 80° 76

Figure V-11 : Rejection d'une interférence à -75° , -55° , 45° , 10° , 25° et 80° 76

Figure V-12 : Diagramme de rayonnement en coordonnée polaires, interférence à -75° , -55° , 45° , 10° , 25° et 80° 77

<i>Tableau I-1 : Zone de champ proche et lointain.....</i>	<i>11</i>
<i>Table II-1 : les canaux de trafic (TCH) et de contrôle (CCH).....</i>	<i>26</i>
<i>Table III-1 : retard de diffusion.....</i>	<i>54</i>

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les perturbations électromagnétiques

I.1 Introduction	3
I.2 Compatibilité Electromagnétique, CEM.....	3
I.2.1 Définition	3
I.2.2 Principales causes de perturbation électromagnétique	4
I.2.3 Natures des sources de perturbation	5
a) Perturbations rayonnées.....	7
b) Perturbations conduites	9
I.3 Les couplages électromagnétiques	10
I.3.1 Couplage par conduction	10
I.3.2. Couplage par rayonnement	11
a) Couplage inductif (couplage en champ lointain)	11
b) Couplage capacitif (couplage en champ proche)	12
I.4 Dispositifs de mesure des perturbations	13
I.4.1 Le test BCI	13
I.4.2 Le test en immunité rayonnée	14
I.4.3 Le test en émissions conduites.....	14
I.4.4 Le test en émissions rayonnées.....	15
I.4.5 Le test en décharges électrostatiques.....	15
I.5 Conclusion	16

Chapitre II : Le system GSM

II.1 Introduction	17
II.2 Structure de cellules	18
II.3 Le réseau GSM	20
II.4 L'interface radio	21
II.4.1 Les bursts et la synchronisation	22
II.4.2 Les canaux logiques	25

II.4.3 Le saut de fréquence	28
II-4.4 La transmission discontinue	30
II-4.5 Le contrôle de puissance	31
II.5 La structure de la trame	31
II.6 Le codage de canal.....	32
II.6.1 Le codage de la voix.....	33
II.6.2 Le codage des canaux	33
II.6.3 L'entrelacement	34
II.6.3 Modulation	35

Chapitre III : Caractérisation des interférences électromagnétique

III.1 Introduction	38
III.2 La physique de la propagation d'onde radio	38
III.2.1 La réflexion	39
III.2.2 La diffraction	40
III.2.3 La dispersion	41
III.2.4 La propagation en espace libre	42
III.3 La propagation par trajets multiples	43
III.3.1 L'évanouissement lent (<i>slow fading</i>).....	44
III.3.2 L'évanouissement rapide (<i>fast fading</i>).....	44
III.3.3 Évanouissement de Rician	48
III.3.4 L'effet Doppler.....	50
III.3.5 Retard de la diffusion	52
III.4 Interférence et perte électromagnétiques induites sur GSM	54
III.4.1 Les pertes dues à la distance parcourue	54
III.4.2 Les effets de masque	55
III.4.3 Les évanouissements (<i>fadings</i>).....	55
III.4.4 Les pertes créées par le déplacement du mobile (<i>L'effet Doppler</i>).....	55
III.4.5 Les bouillages dus aux interférences	55
III.4.6 Les bouillages dus au bruit ambiant.....	56

III.4.7 Les pertes créées par le décalage dans le temps.....	56
III.5 Conclusion.....	56

Chapitre IV : Solutions et outils pour réduire les interférences

IV.1 Introduction.....	57
IV.1 La propagation de l'onde.....	57
IV.2 L'égalisation.....	58
IV.3 La gestion de l'énergie.....	58
IV.4 Techniques de transmission adaptatives.....	58
IV.5 Antennes adaptatives.....	59
IV.6 Diversité.....	59
IV.6.1 La diversité d'espace.....	60
IV.6.2 La diversité de polarisation.....	62
IV.6.3 La diversité de modèle	62
IV.6.4 La diversité de fréquence	63
IV.6.5 La diversité de temps.....	64
IV.7 Techniques des combinaisons.....	64
IV.7.1 Combinaison commutée.....	64
IV.7.2 Combinaison de sélection.....	65
IV.7.3 Combinaison de rapport maximum.....	65
IV.7.4 Combinaison de gain égale.....	66
IV.7.5 Combinaison d'optimum.....	66
IV.8 Conclusion.....	66

Chapitre V : Modélisation d'une antenne adaptative

V.1 Introduction.....	67
V.2 Modèle des combinaisons optimum.....	67

V.3 Organigramme.....	71
V.4 implémentation et résultats.....	72
V.5. Conclusion.....	76
CONCLUSION GENERALE.....	78

La Compatibilité ElectroMagnétique ou 'CEM' est une science relativement récente en tant que telle. Elle étudie tous les phénomènes électromagnétiques et le comportement d'un appareil en présence de ces phénomènes. Autrement dit, c'est l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement.

La densification des réseaux de radiocommunication, la pollution croissante de l'environnement électromagnétique, l'optimisation de l'usage du spectre radiofréquence et la cohabitation de différents systèmes de télécommunication posent des problèmes de brouillage relativement variés qui perturbent et limitent les performances des récepteurs de différents services. Ce comportement aléatoire limite les performances du système GSM que ce soit en termes de portée de communication ou bien de qualité de transmission.

De nombreux phénomènes d'interférences électromagnétiques agissent sur le signal transmis. Il existe plusieurs méthodes pour lutter contre ces interférences. Une de ces méthodes est l'utilisation des antennes adaptatives qui s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Face aux problèmes de brouillage, l'utilisation d'un réseau adaptatif d'antennes constitue une approche très intéressante et indispensable dans les différents services de télécommunications civiles et militaires.

Plusieurs antennes adaptatives se sont développées depuis une quarantaine d'années et la demande de la technologie des antennes adaptatives par les nouvelles applications à distance augmente en exponentielle. Cela est dû à leurs capacités d'étendre la largeur de bande, d'avoir un rapport signal / bruit interférence très élevé, leurs capacités de réduire les fadings, et l'amélioration des communications MIMO. Le domaine d'application des antennes adaptatives s'étend aux communications à distance mobile, réseaux WLAN, les réseaux sans fil WLL, les réseaux métropolitaines WMAN, les réseaux MANET, les communications par satellite, les systèmes MIMO etc...

L'objectif de notre étude est une meilleure compréhension des phénomènes physiques entraînant des dysfonctionnements intolérables pour un équipement soumis à une contrainte électromagnétique rayonnée. Il s'agit de développer un modèle d'antenne qui permet de faire face

aux interférences à partir de la combinaison d'optimum qui permet de réduire le plus possible les perturbations électromagnétiques.

Ce mémoire est subdivisé en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, une succincte étude est présentée sur les différentes notions de la comptabilité électromagnétique dans laquelle nous donnons une classification des sources de perturbations conduites et rayonnées et la définition des couplages électromagnétique.

Le second chapitre porte sur le system GSM. Nous présentons ainsi, une description globale du système GSM et des informations détaillées au sujet de la structure du burst et du codage de canal.

Le troisième chapitre est consacré à la caractérisation des interférences électromagnétiques induites sur une antenne GSM telles que l'évanouissement lent, rapide, les pertes créées par le déplacement du mobile, brouillage dû aux interférences (co-canal et canal adjacent) et le retard de la diffusion.

Au quatrième chapitre, nous présentons des solutions et des outils pour la réduction des interférences tels que les différents types de diversité, les antennes adaptatives, la gestion de l'énergie et l'égalisation.

Au cinquième chapitre, nous élaborons une modélisation d'une antenne adaptative avec la méthode de combinaison d'optimum qui permet de minimiser l'erreur quadratique moyenne (EQM) et la rejection des interférences.

Nous terminons par une conclusion générale en évoquant les points forts de notre méthode ainsi que quelques perspectives futures.

I.1 Introduction :

Les champs électromagnétiques existent partout et dans toute la bande de fréquences. Il s'agit :

- du champ magnétique terrestre continu,
- du champ magnétique très basse fréquence en cas d'orage,
- des lignes haute tension 50Hz,
- de la radio FM de 80MHz à 120MHz,
- de la téléphonie mobile 900MHz ou 1800MHz,
- four à micro-ondes 2.45GHz, etc...

Les interférences électromagnétiques représentent une forme grave et envahissante de pollution de l'environnement. Leurs effets vont du désagrément bénin à l'accident mortel. On en connaît de nombreux exemples : problème d'ABS ou de commande électrique sur des véhicules, interdiction d'utiliser des GSM dans les avions civils, interdiction d'utiliser des téléphones sans fil à l'intérieur des hôpitaux, etc [<http://www.ulg.ac.be/sciences>].

Les interférences électromagnétiques peuvent se présenter sous de nombreuses formes et leurs sources peuvent être de deux types : naturelles (flux de particules solaires et cosmiques, activité orageuse) ou artificielles (intentionnelles ou non), c'est-à-dire créées par l'intervention de l'homme (lignes de transport et de distribution de l'énergie électrique, équipements électriques divers, jouets, outils électrodomestiques, ordinateurs, moteurs, éclairages, etc., équipements radioélectriques, radar, radio FM, TV, téléphonie sans fil, diathermie, etc.) [<http://www.ulg.ac.be/sciences>].

I.2 Compatibilité Electromagnétique, CEM

La menace de ces interférences électromagnétiques est écartée par l'adoption de règles de bonne pratique de Compatibilité Electromagnétique (CEM ou EMC en anglais) [<http://www.ulg.ac.be/sciences>].

I.2.1 Définition :

La compatibilité Electromagnétique (CEM) est l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique, de façon satisfaisante et sans produire

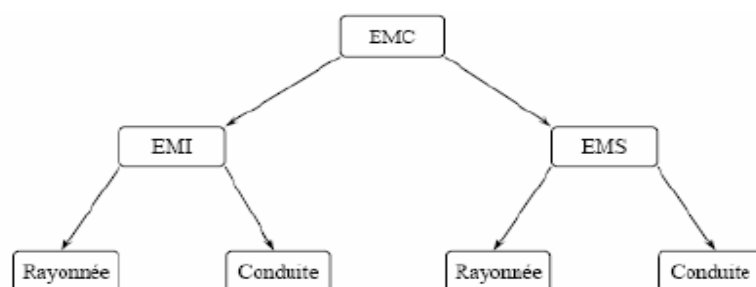
lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement [Delaballe, 2001].

Cette définition recouvre deux aspects complémentaires :

- elle décrit l'aptitude des systèmes à fonctionner sans interférer avec les autres systèmes.
- elle décrit aussi l'aptitude de tels systèmes à fonctionner comme prévu dans un environnement électromagnétique donné.

De sa définition, on constate que les phénomènes liés à la CEM sont de deux ordres :

Les perturbations produites par l'équipement (*Emission ou EMI pour ElectroMagnetic Interference*), parmi lesquelles, on trouve les émissions conduites (par les câbles d'alimentation et signaux) et rayonnées (champs dans l'air), et la fonctionnalité de l'équipement lorsqu'il est perturbé par une source extérieure (*Immunité ou EMS pour ElectroMagnetic Susceptibility*) [<http://www.ulg.ac.be/sciences>]. De même, on considère les phénomènes conduits et rayonnés, auxquels il faut ajouter un certain nombre de phénomènes transitoires (décharges électrostatiques, foudre, transitoires électriques rapides).



EMI = ElectroMagnetic Interference / **Emission**.

EMS = ElectroMagnetic Susceptibility/ **Immunité** ou susceptibilité.

Figure I-1 : Composants de CEM

I.2.2 Principales causes de perturbation électromagnétique :

Une perturbation électromagnétique est tout phénomène électromagnétique, notamment un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même, susceptible de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système [Merlin, 2008].

Tout appareil ou phénomène qui émet une perturbation électromagnétique, par conduction ou par rayonnement, est qualifié de source de perturbation. Parmi les principales causes de perturbations, il faut relever : la distribution d'énergie électrique, les ondes hertziennes, les décharges électrostatiques et la foudre.

a) Dans la distribution d'énergie électrique un grand nombre de perturbations proviennent de manœuvres de fermeture et d'ouverture des circuits :

- en basse tension, les ouvertures des circuits inductifs comme les bobines de contacteurs, les moteurs, les électrovannes... produisent aux bornes des bobines des surtensions très élevées et riches en hautes fréquences (quelques kV et des dizaines, voire centaines de MHz),
- en moyenne et haute tension l'ouverture et la fermeture des sectionneurs provoquent l'apparition d'ondes à front très raide (quelques nanosecondes). Ces ondes sont particulièrement perturbantes pour les systèmes à microprocesseur.

b) Les ondes hertziennes provenant des systèmes de télésurveillance, de télécommande, radio communication, télévision, GSM..., sont, pour certains équipements électroniques, des sources de perturbation de l'ordre de quelques volts par mètre. Tous ces émetteurs sont de nos jours de plus en plus utilisés et conduisent à durcir (protéger) ces équipements.

c) Les décharges électrostatiques : l'homme peut se charger électrostatiquement comme par exemple, en marchant sur la moquette. Par temps froid et sec, son corps peut atteindre un potentiel supérieur à 25 kV. Tout contact avec un équipement électronique provoque alors une décharge électrique qui peut pénétrer dans l'appareil par conduction et par rayonnement, et dont le temps de montée très court (quelques nanosecondes) est très perturbateur.

I.2.3 Nature des sources de perturbation :

Comme nous avons pu le constater, les perturbations électromagnétiques peuvent prendre deux formes distinctes : les perturbations dites conduites et celles dites rayonnées. Les gammes

de fréquences correspondant à chacune d'elles sont différentes et complémentaires (150kHz-30MHz et 30MHz-1GHz).

Les signaux parasites émis par la source (par exemple dans un convertisseur statique, la ou les cellules de commutations) sont propagés vers la source d'énergie (ou vers la charge) qui est désignée par le terme de "victime", de plusieurs façons, liées à leur environnement respectif. Deux cas peuvent alors se présenter [Degauque et Hamelin, 1990] :

- si la source et la victime sont voisines avec ou sans liaison galvanique, le couplage est dit proche et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive. Les outils d'analyse font appel à des modèles de types réseau électrique où les couplages sont représentés par des capacités, des mutuelles ou des résistances (dans le cas de liaisons galvaniques directes). Les phénomènes perturbateurs sont dans ce cas les variations rapides de courant ou de tension $\left(\frac{di}{dt}, \frac{dv}{dt}\right)$. Ce type de perturbations est appelé perturbations conduites et elles se développent dans les câbles ou conducteurs de liaisons aux réseaux, sources d'énergie ou charges.
- Si la source et la victime sont éloignées et sans liaison galvanique, la perturbation est transmise par une onde électromagnétique. On parle de perturbations rayonnées ou propagées. Les phénomènes sont décrits avec les outils théoriques et expérimentaux propres à ce domaine (équation de Maxwell et utilisation d'antennes de mesure).

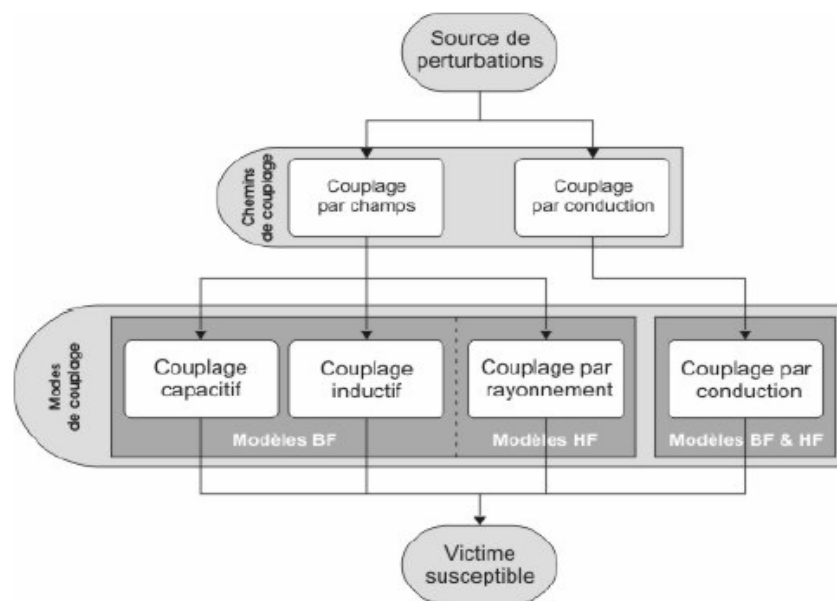


Figure I-2: Couplage entre la source et la victime.

a) Perturbations rayonnées

Les circuits électriques, lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiel et ou parcourus par des courants, produisent des champs électromagnétiques dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la nature, la fréquence et la distance par rapport à la source [Roucan, 2004].

- Le champ électrique s'exprime en V/m. Son émission est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel élevée v (Figure I-3).
- Le champ magnétique s'exprime en A/m. Son émission est engendrée par un circuit basse impédance parcouru par un courant i (Figure I-4).

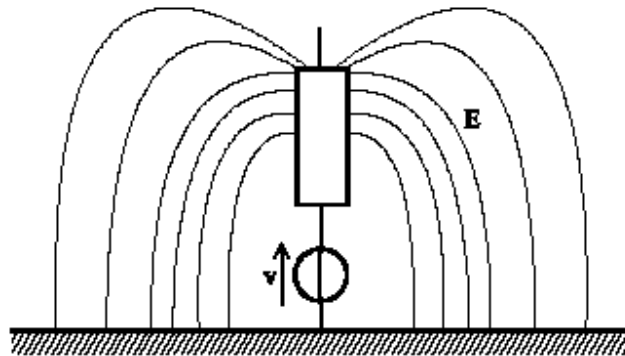


Figure I-3 : Emission en champ électrique

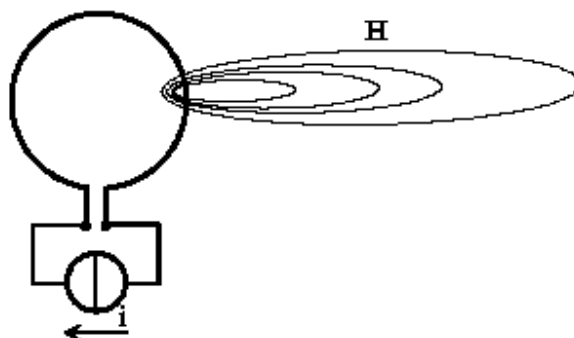


Figure I-4 : Emission en champ magnétique

Rappels :

L'impédance de l'onde électromagnétique représente le rapport de l'intensité du champ électrique

sur l'intensité du champ magnétique $Z = \frac{E}{H}$

La longueur d'onde peut être calculée en effectuant le rapport de la vitesse de propagation de l'onde (soit la vitesse de la lumière pour le vide et en première approximation pour l'air) sur la fréquence des signaux constituant cette onde électromagnétique : $\lambda = c / f = 3 \cdot 10^8 / f$ (en m) soit 1m pour $f=300\text{MHz}$.

Champs proches :

- Dipôle électrique : E varie en $1/r^3$, H varie en $1/r^2$, Z varie alors en $1/r$.
A faible distance le doublet rayonne essentiellement en champ E.
- Dipôle magnétique : E varie en $1/r^2$, H en $1/r^3$, Z varie en r
A faible distance la boucle rayonne essentiellement en champ H.

Champs lointains :

E et H décroissent en $1/r$, $Z=Cte=377\Omega$ (impédance du vide)

Le champ électromagnétique a les caractéristiques d'une onde plane

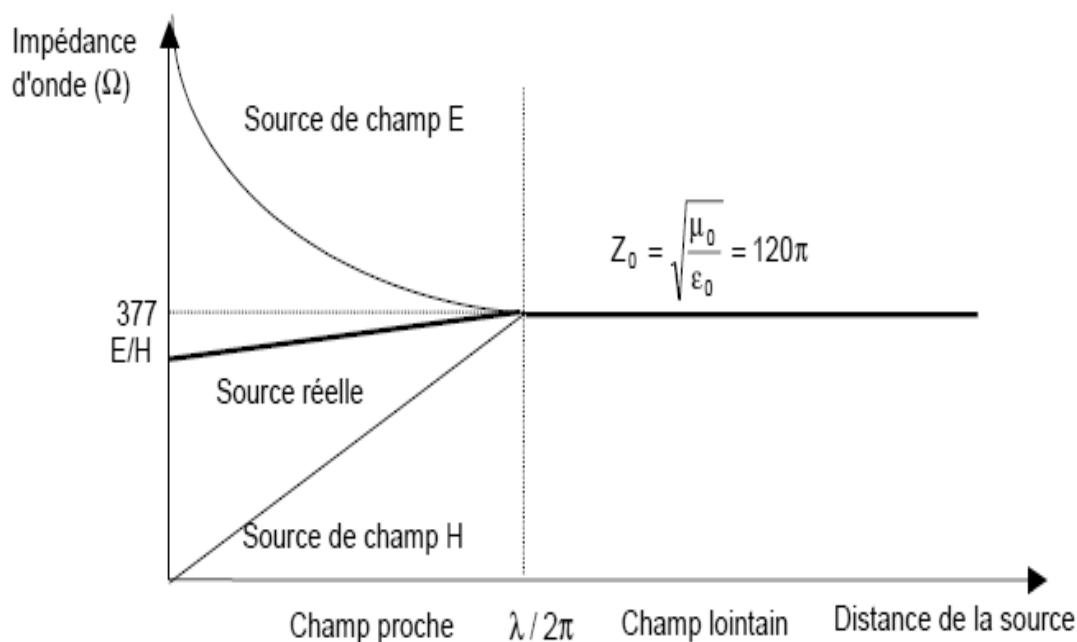


Figure I-5 : Champ proche et champ lointains [Cuwillier, 2003]

b) Perturbations conduites :

Les perturbations électromagnétiques peuvent également être transmises en utilisant comme vecteur les connexions électriques entre différents équipements. Ces perturbations sont alors nommées perturbations conduites [Roucan, 2004].

Bien évidemment, ces courants et tensions parasites circulant dans les câbles ou fils interconnectant des équipements entre eux vont eux-mêmes rayonner. De même, des perturbations rayonnées vont pouvoir induire des courants et tensions parasites dans les différentes interconnexions. Les perturbations conduites et rayonnées sont donc intimement couplées.

I.3 Les couplages électromagnétiques :

I.3.1 Couplage par conduction :

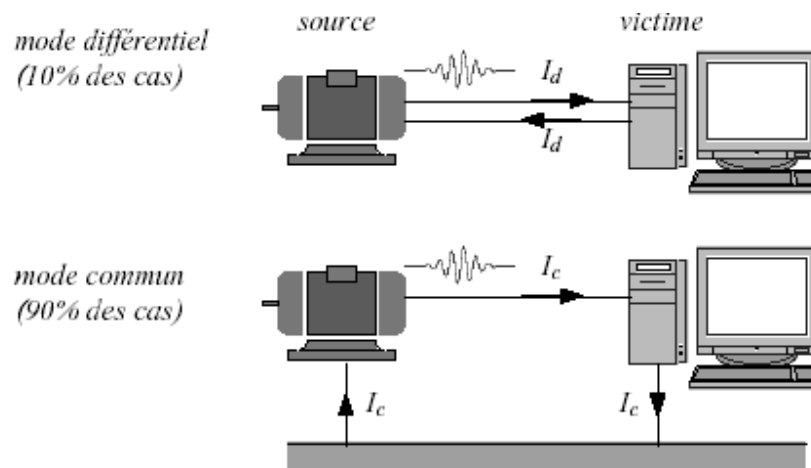


Figure I-6 : Couplage par conduction.

Nous avons deux types de Couplage par conduction, soient :

En mode différentiel, I se propage sur un conducteur et revient en opposition de phase par l'autre.

En mode commun, I se propage sur les 2 conducteurs dans le même sens.

Les perturbations électromagnétiques se couplent très faiblement en mode différentiel car les conducteurs sont souvent proches. Par contre, en mode commun, ils peuvent être induits par un champ externe dans la boucle formée par le câble, le plan de terre et les impédances de connexion [Pinson, 2005].

I.3.2. Couplage par rayonnement :

Une antenne d'émission va produire des ondes électromagnétiques qui vont présenter des sources de perturbation pour d'autres antennes voisines ou équipements à cause des couplages parasites

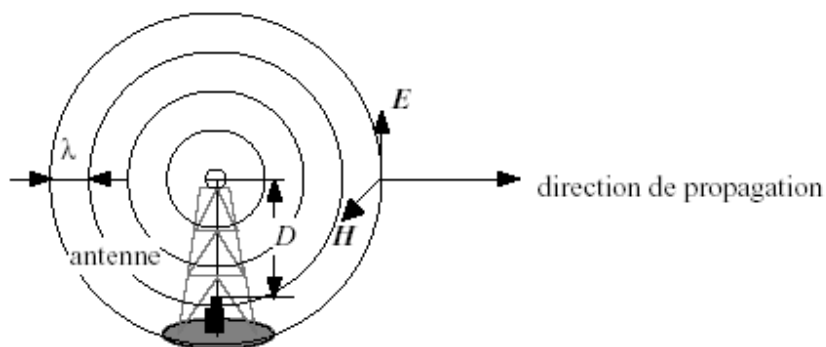


Figure I-7 : Exemple de rayonnement électromagnétique, celui d'une antenne d'émission.

$$\lambda : \text{longueur d'onde (en mètre)} = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{f}$$

D : dimension de l'antenne d'émission (en mètre)

E : champ électrique (V/m) ; H : champ magnétique (A/m)

	zone de champ réactif	zone de champ proche	zone de champ lointain
limite inférieure	0	λ	$\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$
limite extérieure	λ	$\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$	∞
mesure	E et H	E ou H	E ou H (champs couplés)
	cas rare		cas fréquent

Tableau I-1 : Zone de champ proche et lointain [Pinson, 2005]

En zone de champ lointain, E et H sont couplés. On calcule la quantité $Z_0 = E/H = 377\Omega$ ou *impédance caractéristique du vide* (qui est aussi, à peu de choses près, l'impédance caractéristique de l'air). Donc il suffit de mesurer l'un des deux champs (par exemple E) pour connaître l'autre [Pinson, 2005].

a) Couplage inductif (couplage en champ lointain) :

Ce couplage n'a dans la majorité des cas une importance significative que si les longueurs et surfaces mises en jeu sont grandes. C'est pourquoi ils interviennent de façon significative dans les

connexions. Nous parlons alors dans ce cas de couplage **champ à câble** [Degauque, 1990]. Ce couplage est soit un couplage en mode commun ou en mode différentiel (Figure I-8).

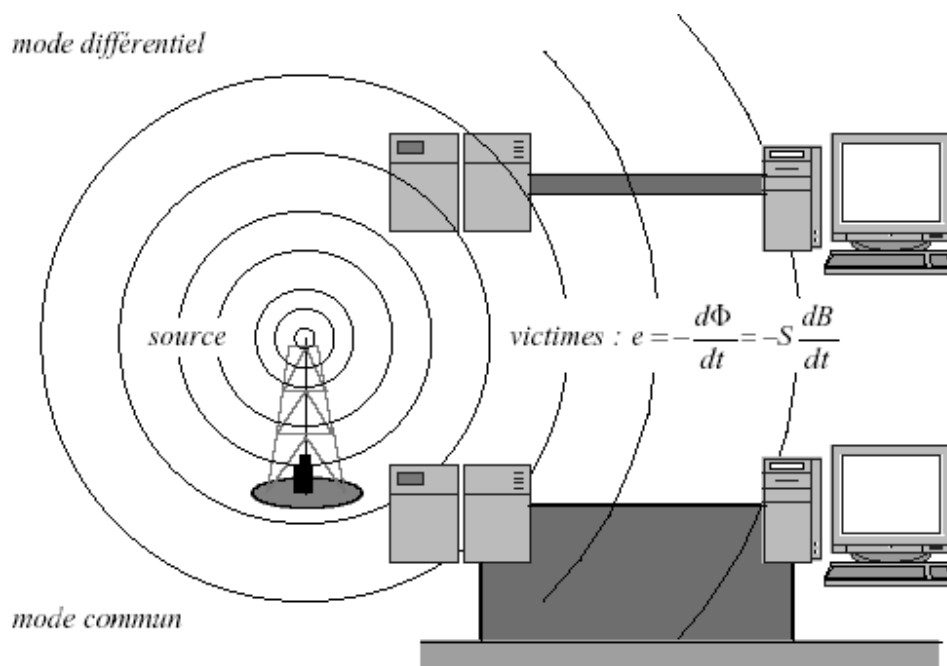


Figure I-8 : Couplage en champ lointain.

b) Couplage capacitif (couplage en champ proche) :

Ces couplages en champ électrique ou magnétique peuvent être représentés respectivement par des liaisons capacitives. Quand ces couplages interviennent sur des connexions électriques, on parle alors de couplages câble à câble ou de phénomènes de diaphonie capacitive [Degauque, 1990], (Figure I.9).

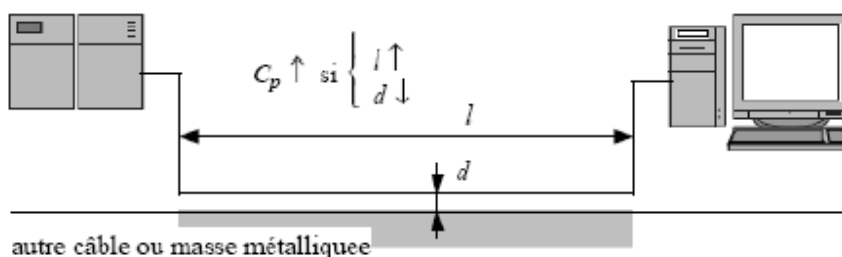


Figure I-9 : Couplage en champ proche.

I.4 Dispositifs de mesure des perturbations :

On distingue deux catégories de dispositifs de mesure utilisés en CEM. La première concerne la mesure des perturbations conduites à haute fréquence, Elle comprend le Réseau Stabilisé d'Impédance de Ligne (RSIL) et les capteurs de courant passif basés sur le principe du transformateur de courant. Dans la seconde catégorie, on trouve divers types d'antennes destinées aux mesures en champ proche ou lointain. Dans tous les cas, le signal issu du capteur est analysé dans le domaine temporel (oscilloscope) et plus généralement dans le domaine fréquentiel grâce à l'analyseur de spectre hétérodyne.

I.4.1 Le test BCI :

BCI signifie « Bulk Current Injection ». Cet essai, assez facile à mettre en œuvre, consiste à disposer une pince d'injection (transformateur) sur les câblages qui relient le produit à ses charges, et d'appliquer via cette pince des injections de puissance. Ces injections peuvent être spécifiées en courant ou en puissance. Cet essai est utilisé jusqu'à 400 Mhz aujourd'hui, mais sa maîtrise est vérifiée jusqu' vers 100 Mhz tout au plus. Au-delà, les multiples résonances câblages rendent très difficile son interprétation [http://www.pagesperso-orange.fr/olivier.maurice/cours/cours_3_3f.pdf].

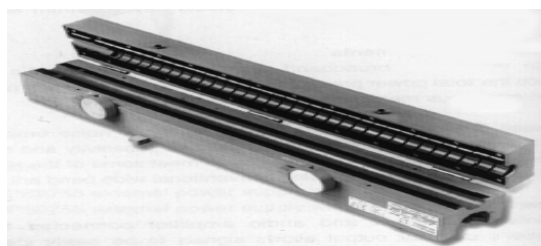


Figure I-10 : Photo d'une pince absorbante

I.4.2 Le test en immunité rayonnée :

Dans ce test, l'équipement en essai est placé avec son câblage et ses charges sur un plan de masse et illuminé par l'intermédiaire d'antennes. On applique ainsi sur l'ensemble équipement plus charges plus câblages un champ électromagnétique. L'essai est réalisé en chambre anéchoïque (revêtue d'absorbants sur les murs simulant l'espace libre) ou en chambre réverbérante (cage de Faraday munie d'un brasseur: pièce tournante modifiant le volume de la cage qui est vue comme une cavité, et modifiant ainsi les modes du champ qui s'établissent dans la cavité, pour éviter de privilégier uniquement les fréquences de résonances). Pour des besoins radars ce test peut monter très haut en fréquence (18 Ghz) [http://www.pagesperso-orange.fr/olivier.maurice/cours/cours_3_3f.pdf].

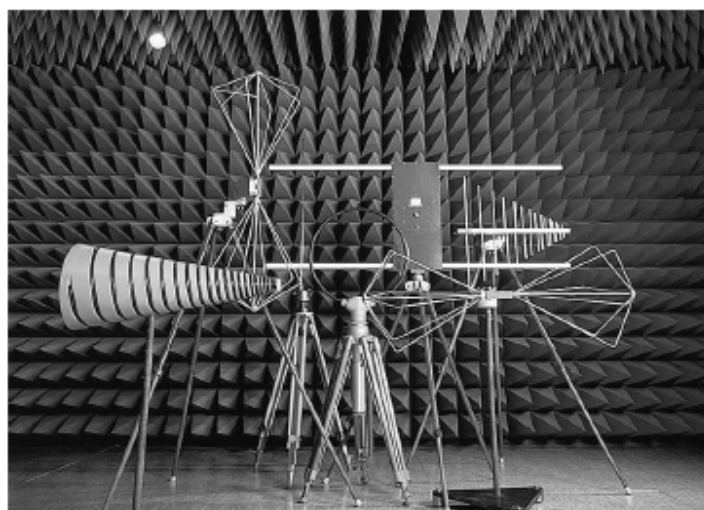


Figure I-11: La cage de Faraday semi-anéchoïque et quelques antennes

I.4.3 Le test en émissions conduites

On connecte les alimentations et certains signaux générés par le produit à un filtre qui sépare le fonctionnel des hautes fréquences (pour les alimentations de 10 khz à 100 Mhz). On regarde alors le niveau de tension de bruit généré par l'équipement, niveau qui ne doit pas dépasser un gabarit spécifié. Pour les alimentations, le filtre est appelé RSIL pour « Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne » [http://www.pagesperso-orange.fr/olivier.maurice/cours/cours_3_3f.pdf].



Figure I-12: Photo d'un RSIL

I.4.4 Le test en émissions rayonnées

C'est un peu le test inverse du test en immunité rayonnée. Cette fois, les antennes servent à mesurer le champ émis par le produit. La gamme de fréquence usuellement regardée est 100 kHz à 200 MHz. Dans la partie basses fréquences, le couplage vers les antennes est un couplage en champ proche (l'onde n'est pas plane) [http://www.pagesperso-orange.fr/olivier.maurice/cours/cours_3_3f.pdf].

I.4.5 Le test en décharges électrostatiques

Les décharges électrostatiques sont un phénomène physique complexe. Par frottements, ionisations, influence, etc., un corps peut se charger jusqu'à atteindre une tension de claquage. Lors du rapprochement de ce corps avec une partie réceptrice, il y a formation d'un arc (c'est le désagréable coup de décharge que l'on perçoit en descendant parfois de voiture). Les électroniques peuvent être détruites par l'énergie conduite via ces arcs jusqu'aux bornes des composants. Il existe des pistolets spécialisés pour reproduire ces décharges (typiquement au maximum 30 kV). On applique la contrainte sur les broches des connecteurs du produit et l'on vérifie en général simplement sa non destruction (alimenté ou non alimenté) [http://www.pagesperso-orange.fr/olivier.maurice/cours/cours_3_3f.pdf].

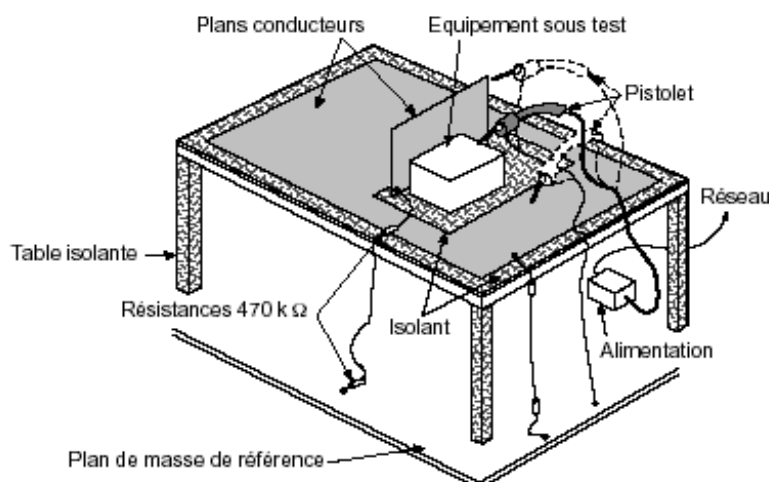


Figure I-13 : Site d'essais de décharge électrostatique défini par la norme CEI 61000-4-2.

I.5 Conclusion :

L'introduction de l'électronique dans un grand nombre d'applications, et notamment dans les appareillages électrotechniques, oblige à prendre en compte une contrainte nouvelle : la compatibilité électromagnétique -CEM-. Assurer un bon fonctionnement en milieu perturbé et ne pas être eux-mêmes des perturbateurs sont des impératifs de qualité de ces produits.

Ces deux impératifs nécessitent une compréhension de phénomènes complexes, au niveau de la source, des couplages, et au niveau de la victime. Ils obligent à respecter un certain nombre de règles dans la conception, l'industrialisation et la réalisation des produits.

Le site et l'installation jouent également un grand rôle dans la CEM. D'où la nécessité de penser dès les premières études à la disposition architecturale des éléments de puissance, aux passages de câbles, aux blindages..., avec des matériels ayant une bonne CEM. Une installation bien réalisée apporte des marges importantes de compatibilité. Seules des mesures nécessitant des compétences et des matériels sophistiqués permettent de quantifier la CEM de différents matériels. Le respect des normes permet ainsi l'assurance du bon fonctionnement d'un appareil dans son environnement électromagnétique.

II.1 Introduction :

Ce chapitre donne une brève vue sur l'ensemble du système GSM. La famille du GSM contient le GSM900, DCS1800 et le PCS1900 dont la différence principale est la bande de fréquence utilisée [European, 2000].

La première partie de ce chapitre (section II.1 à II.3) donne une description globale du système GSM et les sections suivantes ont affaire avec des informations plus détaillées au sujet de la structure du burst et du codage de canal.

Au début des années 80, ils existaient plusieurs différents systèmes de téléphone cellulaire analogues en Europe. Les communications internationales étaient presque impossibles parce que chaque pays a développé son propre système. Par conséquent les coûts des équipements étaient très élevés, dus au petit marché pour chaque type de système.

Ceci a été identifié très tôt et en 1982, la conférence européenne des postes et des télécommunications (CEPT) a formé le Groupe Spécial mobile (GSM) [Cellmer, 1998]. La charge de ce groupe était de développer un système public de mobile terrestre inter-Européen. Le système a dû satisfaire certains critères [Steele, 1992] :

- efficacité de spectre
- qualité subjective de la voix
- coût bas du mobile
- praticabilité du portatif
- coût bas de station de base
- capacité de soutenir de nouveaux services
- Coexistence avec les systèmes courants

En 1989, la responsabilité du GSM a été transférée à l'institut standard de télécommunications européennes (ETSI). La phase 1 des spécifications GSM a été éditée en 1990 et les premiers réseaux commerciaux GSM ont commencé leurs services en 1991. Depuis cela le nombre de réseaux GSM et de leurs utilisateurs a augmenté rapidement. À la fin de l'année 1998, il on recense plus de 320 réseaux GSM (DCS1800 y compris et PCS1900) dans 129 pays. La figure II-1 montre le nombre d'abonnés de 1992 à 1998.

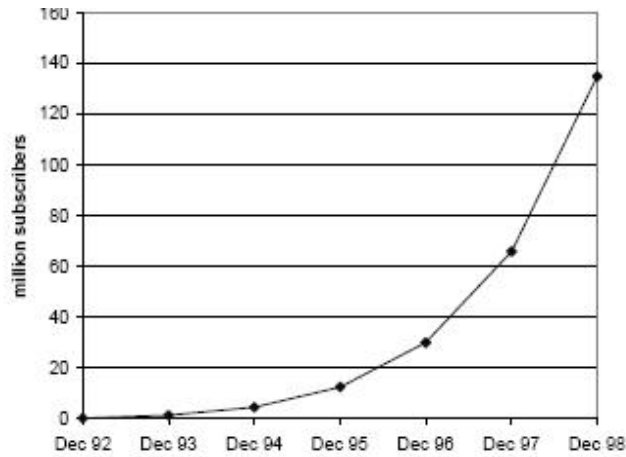


Figure II-1 : Le nombre d'abonnés de GSM de 1992 à 1998 [<http://www.gsm.org>]

II.2 Structure de cellules :

En GSM, le domaine de couverture est divisé en cellules. Un émetteur récepteur de station de base (BTS) est placé en chaque cellule. Un certain nombre de cellules sont groupées dans des motifs de cellules appelés clusters. Les cellules d'un groupe partagent des fréquences porteuses [Demoulin, 2004]. Les mêmes fréquences porteuses sont réutilisées dans les cellules d'autres clusters. La figure II-2 montre un cluster avec sept cellules, numéro 1-7. Les cellules avec le même nombre s'appellent les cellules co-canal parce qu'elles utilisent les mêmes ensembles de fréquence.

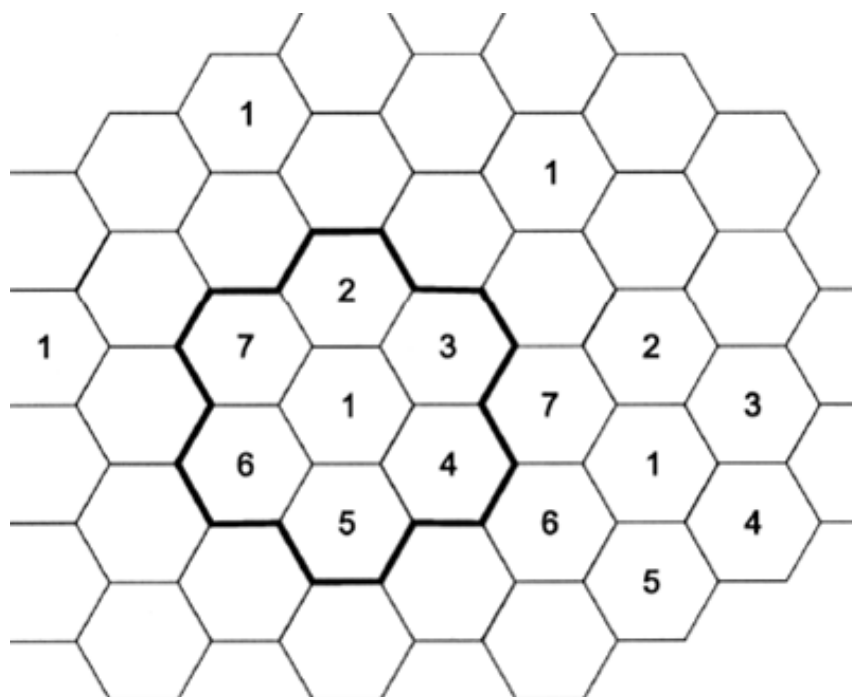


Figure II-2 : Structure de cellules

Dans des secteurs ruraux avec un trafic très bas, la taille des cellules est limitée par les pertes de propagation, la puissance de transmission maximum des stations de mobile (MS) et le temps de propagation [Demoulin, 2004]. Dans des secteurs urbains avec un volume de trafic élevé on essaye de rendre les cellules plus petites afin d'avoir un nombre élevé, des canaux du trafic par secteur. Dans ce cas-ci, la taille minimum de cellules est indiquée par l'interférence co-canal et les coûts qui surgissent en ayant beaucoup de stations de base avec une basse puissance de transmission. L'interférence co-canal signifie l'interférence d'une cellule dans un cluster voisin utilisant les mêmes fréquences. Elle est facultative si les compteurs de base de temps, des différentes stations de base, sont synchronisés ensemble. L'exactitude de fréquence de la source de fréquence des stations de base devrait être meilleure que 0.05 ppm pour la génération et la synchronisation de fréquence RF de la base de temps [ETSI-GSM, 1997]

II.3 Le réseau GSM :

Le réseau GSM peut être divisé en trois parties fonctionnelles dont les fonctions et les interfaces sont définies dans les spécifications de GSM [Demoulin, 2004]. La figure II-3 montre l'architecture générale d'un réseau GSM.

Le réseau peut être divisé en sous systèmes, à savoir :

- Le sous-système opérationnel ou d'exploitation et de maintenance.
- Le sous-système radio contenant la station mobile, la station de base et son contrôleur.
- Le sous-système réseau ou d'acheminement.

Le sous-système radio gère la transmission radio. Il est constitué de plusieurs entités dont les stations mobiles (MS), une BTS pour chaque cellule et un contrôleur de station de base BSC.

Le sous-système d'exploitation contient le centre d'opération et d'entretien (OMC) qui administre les charges comme la facturation et la mise à jour du système.

Le sous-système réseau, appelé Network Switching Center (NSS), joue un rôle essentiel dans un réseau mobile. Alors que le sous-réseau radio gère l'accès radio, les éléments du NSS prennent en charge toutes les fonctions de contrôle et d'analyse d'informations contenues dans des bases de données nécessaires à l'établissement de connexions utilisant une ou plusieurs des fonctions suivantes : chiffrement, authentification ou roaming.

Le NSS est constitué du centre de commutation des services mobiles (MSC), le registre des abonnés visiteur (VLR), le registre des abonnés nominaux (HLR), le centre d'authentification (CA.) et le registre des identifiants des équipements mobiles (EIR).

La partie principale du sous-système réseau est le MSC. Son rôle principal est d'assurer la commutation entre les abonnés du réseau mobile et ceux du réseau commuté public (RTC) ou de son équivalent numérique, le réseau RNIS (ISDN en anglais). D'un point de vue fonctionnel, il est semblable à un commutateur de réseau ISDN, mis à part quelques modifications nécessaires pour un réseau mobile.

De plus, il participe à la fourniture des différents services aux abonnés tels que la téléphonie, les services supplémentaires et les services de messagerie. Il permet encore de mettre à jour les différentes bases de données (HLR et VLR) qui donnent toutes les informations concernant les abonnés et leur localisation dans le réseau.

Le registre des abonnés nominaux ou HLR est une base de données utilisée pour la gestion des abonnés mobiles et contenant des informations essentielles pour les services de téléphonie mobile et avec un accès rapide de manière à garantir un temps d'établissement de connexion aussi court que possible. Le HLR contient l'identité du mobile d'abonné, le nombre d'annuaire, le code d'authentification et l'adresse du VLR de tous les utilisateurs souscrits stockés par MSC.

Les données qui sont nécessaires pour contrôler les MS sont stockées dans les VLR, cette base de données ne contient que des informations dynamiques et est liée à un MSC.

La base de données EIR contient une liste de tous les MS valides sur le réseau, et chaque téléphone portable est identifié par un numéro IMEI (International Mobile Equipment Identity). L'IMEI est marqué comme invalide si la MS a été déclarée comme volée.

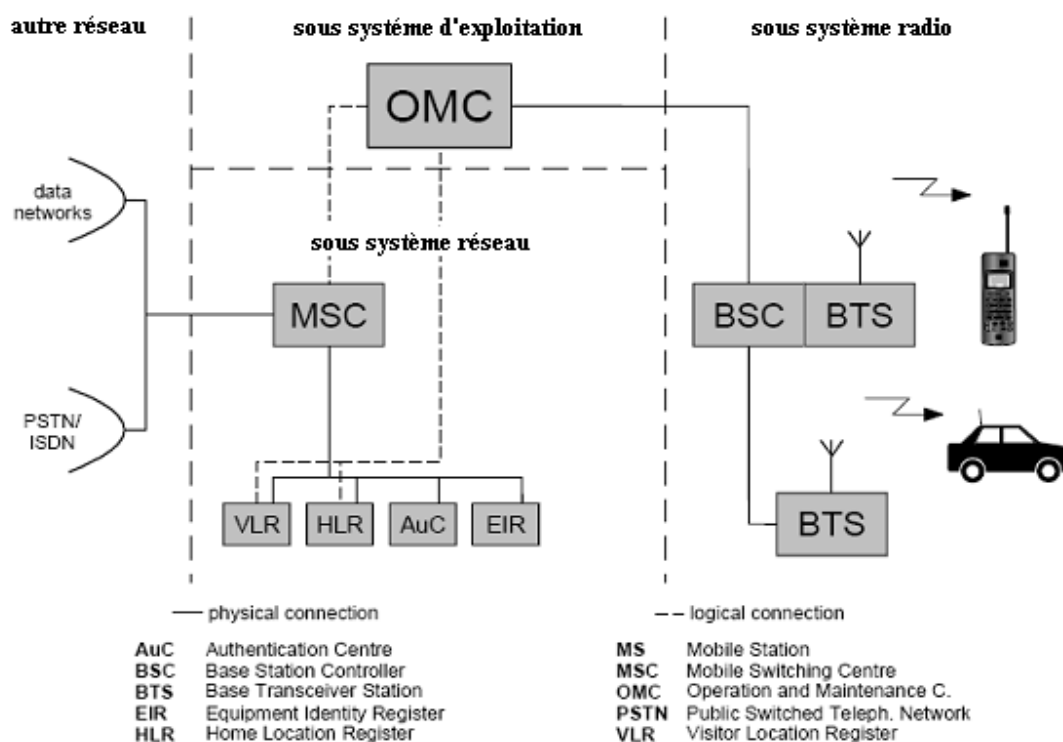


Figure II-3 : Architecture du réseau GSM [David et Benkner]

II.4 L'interface radio :

La bande dédiée au réseau GSM par l'UIT est de 890 à 915Mhz pour la voie montante et de 935 à 960 MHz pour la voie descendante soit 2*25MHz. Dans le réseau GSM, deux techniques de multiplexage sont mises en œuvre : le multiplexage fréquentiel (FDMA) qui permet de

diviser le réseau GSM en 124 canaux fréquentiels d'une largeur de 200 kHz, sur une bande de fréquence sont émis des signaux modulés autour d'une fréquence porteuse qui siège au centre de la bande. Le multiplexage temporel (TDMA) permet à différents utilisateurs de partager une bande de fréquence donnée. Sur une même porteuse, les slots sont regroupés par paquet de huit [Demoulin, 2004]. Pour la séparation de la voie montante et la voie descendante on utilise le duplexage en fréquence FDD (Frequency Division Duplex), la bande totale allouée au système est divisée en deux sous-bandes d'égale importance, l'intervalle fréquentiel qui les sépare n'est pas attribué au système. Ce partage entre les bandes montantes et descendantes facilite le filtrage et la séparation des voies. Dans le GSM l'écart duplex vaut $DW_{\text{duplex}}=45\text{MHz}$. L'autre duplexage utilisé en GSM est le duplexage en temps (TDD Time Division Duplex). Le décalage de temps entre les burst de la voie montante et descendante est de 3 times slots. Ce décalage permet de simplifier le filtre duplex présent dans chaque MS. Son rôle se réduit à rejeter le signal provenant d'une éventuelle autre BTS émettant pendant une phase de réception de la MS (voir la figure II-4).

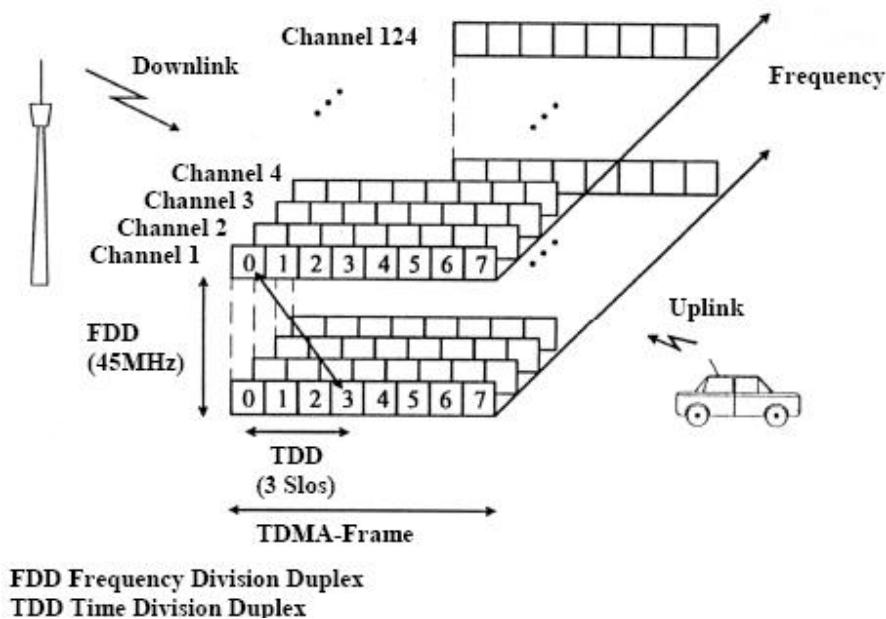


Figure II-4 : Structure de l'interface radio FDMA/TDMA [David et Benkner]

II.4.1 Les bursts et la synchronisation :

Les times slots des données sont transmis en paquets avec une structure donnée appelée burst dans la terminologie GSM [Demoulin, 2004].

Comme il est montré dans la figure II-5 il y a cinq types de burst avec une durée de 156.25 bits ou 0.577 ms.

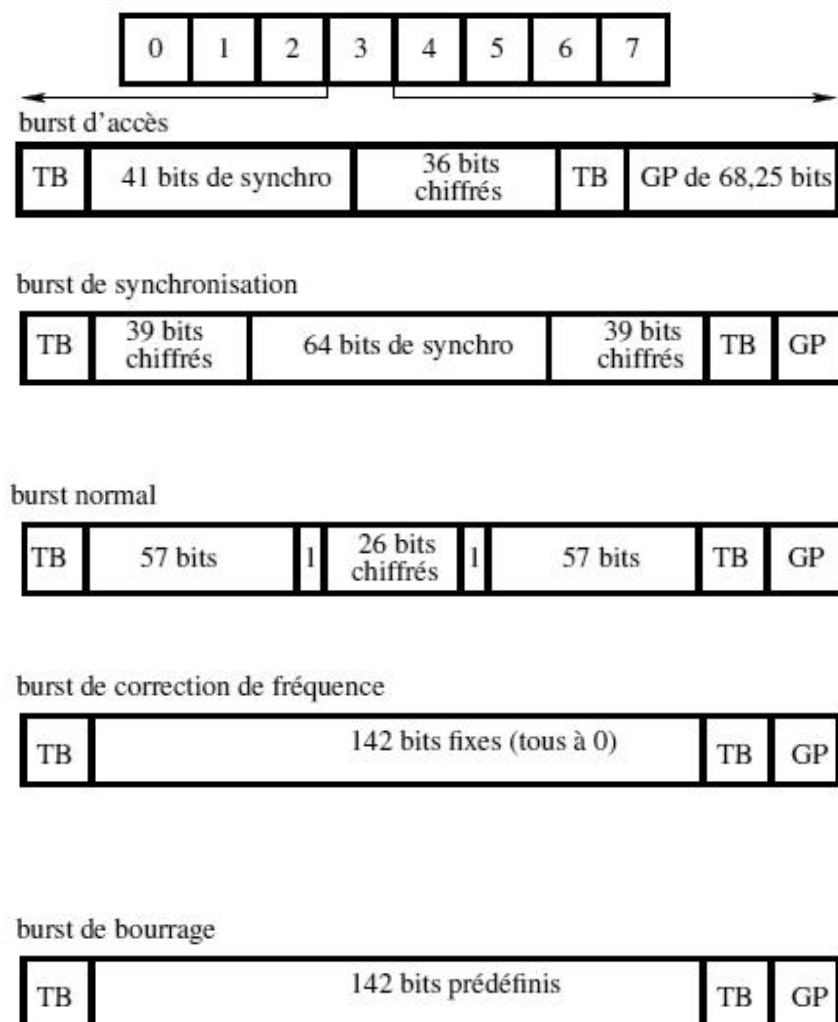


Figure II-5 : Structures des 5 types de burst définis par la norme GSM [Demoulin, 2004]

A l'exception du burst normal tous les autres bursts sont dédiés à une fonction spéciale.

Le burst d'accès est émis, sur un canal dédié, par la station mobile lorsqu'elle cherche à entrer en contact avec le réseau soit pour l'établissement d'une communication, soit pour un handover (le passage d'une cellule à une autre cellule). Il est le plus court des quatre types car il ne contient que 77 bits (41 bits de synchronisation et 36 bits d'information). Son temps de garde est de 68.25 bits, soit 0.252 (ms). Ce temps de garde permet de tenir compte de grandes cellules et d'établir ainsi une communication avec une MS distant jusqu'à 35 (KM) [Demoulin, 2004].

Le burst de correction de fréquence est le type de burst au format le plus simple. La station de base envoie 142 bits de données servant à prévenir des interférences possibles avec des fréquences voisines [Demoulin, 2004].

Le burst de synchronisation : 78 bits d'informations sont véhiculés pour les stations mobiles. Ces bits contiennent les renseignements concernant les fréquences à utiliser et la localisation (identité de la station de base, de la zone et de la cellule) [Demoulin, 2004].

Le burst normal est transmis durant l'appel. Les deux blocs de 57 bits de données contiennent l'information chiffrée. Les 26 bits de la séquence d'entraînement sont employés pour estimer les propriétés de canal. Une autre fonction de la séquence d'entraînement est la distinction entre le signal voulu et interférant. En chaque cluster de cellule une des 8 séquences d'entraînement disponible est utilisée (voir annexe A). Par conséquent il est possible de détecter l'interférence co-canal par les différentes séquences d'entraînement indiquées s'il s'agit d'un canal de données ou d'un canal de signalisation [Demoulin, 2004].

Le burst de bourrage : lorsque un mobile est allumé, le terminal test le niveau de puissance des fréquences des cellules proches pour déterminer la station de base à laquelle il doit s'asservir. Le burst de bourrage est une séquence prédéfinie qui sert donc d'étalon de puissance. Il est aussi utilisé pour forcer une décision de handover [Demoulin, 2004].

La puissance transmise durant un burst doit être contrôlée pour deux raisons :

- En phase d'émission, la puissance est régulée à une valeur juste suffisante par la station de base pour une liaison sans erreurs et une consommation minimale
- En début et fin d'émission, la forme de la montée et de la descente de la puissance est contrôlée par le circuit de gestion du mobile, pour un encombrement spectral minimal

Une montée progressive de l'émission permet de limiter l'encombrement spectral du signal modulé. C'est la raison pour laquelle la norme GSM prévoit un gabarit de montée en puissance lors de l'émission d'un burst. Si le profil de montée n'est pas bien ajusté, le spectre du MS déborde du canal, et risque de perturber d'autres MS. Sur la figure II-6 on peut voir le gabarit de

montée en puissance pour une durée de burst normal et comment il est indiqué par ETSI [ETSI-GSM, 1997].

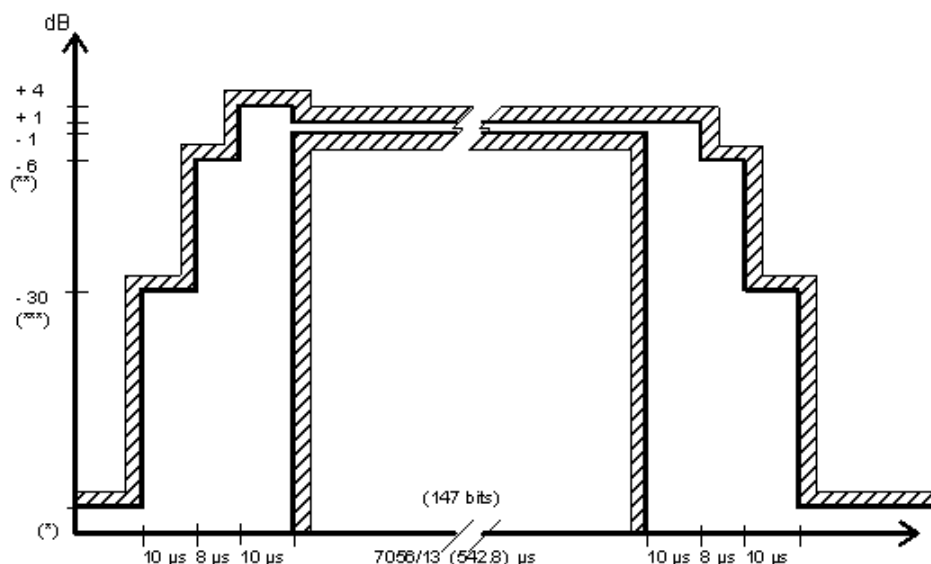


Figure II-6 : Le gabarit de montée en puissance pour la durée de burst normale [ETSI-GSM, 1997]

II.4.2 Les canaux logiques :

Afin de fonctionner correctement un système radio mobile doit transmettre plusieurs informations à travers le canal radio. En raison de ses fonctions spécifiques cette information peut être classée dans plusieurs canaux logiques. Il y a une différenciation principale entre les canaux du trafic (TCH) et les canaux de contrôle (CCH). En plus, les CCH sont divisés en un canal de contrôle d'émission (BCCH), un canal de contrôle commun (CCCH) et un canal de contrôle dédié (DCCH). Le DCCH sert des tâches similaires comme le D-Canal du RNIS, tandis que les deux autres canaux ont des tâches radio mobile spécifiques. Une vue d'ensemble sur tous les canaux du trafic et de contrôle est donnée dans le tableau II-1 [<http://www.louis-armand-mulhouse.eu/btsse/acrobat-cours/gsm.pdf>].

				fonction	méthode de multiplexage
Voie balise	BCH Broadcast Channel voie balise (diffusion)	↓	FCCH <i>Frequency Correction Channel</i>	Calage sur la porteuse	un <i>burst</i> particulier toutes les 50 ms sur le <i>slot</i> 0 de la voie balise.
			SCH <i>Synchronization Channel</i>	Synchronisation, identification de la BTS	Un <i>burst</i> sur le <i>slot</i> 0 de la voie balise, une trame après le burst FCCH
			BCCH <i>Broadcast Control Channel</i>	Informations système	4 <i>burst</i> "normaux" à chaque multitrame
	CCCH Common Control Channel (accès partagé)	↓ ↑	PCH <i>Paging Channel</i>	Appel des mobiles	sous-blocs entrelacés sur 4 <i>bursts</i> "normaux".
			RACH <i>Random Access Channel</i>	Accès aléatoire des mobiles	<i>Burst</i> court envoyé sur des <i>slots</i> particuliers en accès aléatoire
		↓	AGCH <i>Access Grant Channel</i>	Allocation de ressources	8 blocs entrelacés sur 4 <i>bursts</i> "normaux"
		↓	CBCH <i>Cell Broadcast Channel</i>	Messages courts diffusés (météo, trafic routier, etc.)	utilise certains <i>slots</i> de la trame à 51.C (utilisation marginale)
Voie de trafic	Canaux de Contrôle dédiés	↓ ↑	SDCCH <i>Stand-Alone Dedicated Control Channel</i>	Signalisation	8 <i>SDCH</i> + 8 <i>SACCH</i> sur un canal physique
		↓ ↑	SACCH <i>Slow Associated Control Channel</i>	• compensation du délai de propagation • contrôle de la puissance d'émission du mobile • contrôle de la qualité de liaison • mesures sur les autres stations.	associé à <i>TCH</i> sur un canal physique ou à 8 <i>SDCH</i> sur un canal physique
		↓ ↑	FACCH <i>Fast Associated Control Channel</i>	Exécution du Handover	vol du <i>TCH</i> lors de l'exécution du handover.
	TCH Traffic Channel	↓ ↑	TCH/FS <i>TCH/HS</i> TCH/HS <i>Traffic Channel for Coded Speech</i>	voix plein débit/ demi débit	occupe la majeure partie d'un canal physique
		↓ ↑	Traffic Channel for data	données utilisateur 9,6 kbit/s, 4,8 kbit/s, < 2,4 kbit/s	

Table II-1 : les canaux de trafic (TCH) et de contrôle (CCH) [<http://www.louis-armand-mulhouse.eu/btsse/acrobat-cours/gsm.pdf>]

Les **TCH** sont utilisés pour transmettre les données ou la parole des usagers et ils sont divisés en deux types de canaux, (TCH/FS) plein débit et (TCH/HS) demi-débit qui sont spécifiées en GSM [Cellmer, 1998]. Les différents débits pour la transmission de données sont (9.6 kbit/s, 4.8 kbit/s et 2.4 kbit/s) réalisés en employant différents algorithmes de codage pour la détection et la correction d'erreur.

Le BCCH est unidirectionnelle de la BTS à la MS et fournit à la MS les données nécessaires à l'établissement de la communication avec la BTS:

- Configuration du canal de contrôle commun
- Informations sur la fréquence de cartographie à la BTS
- Information sur l'emplacement du BCCH en cellule voisine
- des informations facultatives sur le saut de fréquence (FH), la détection d'activité de voie (VAD) et le contrôle de puissance
- Les critères radio pour le choix de cellules, par exemple, le minimum de la force du champ reçu.

Le BCCH est organisé dans une multiframe se composant de 51 trames (voir la figure II-9) [Cellmer, 1998].

Le CCCH est utilisé pour l'établissement des appels. La MS lance un appel en envoyant un burst d'accès sur le canal d'accès sélectif (RACH). S'il y a des ressources libres la MS est au courant par le canal d'allocation de ressource (AGCH) qui utilise le canal du trafic (TCH) et le canal de contrôle dédié lente (SDCCH).

S'il y a un appel qui arrive à la Ms le BTS envoie cette information sur le canal de messagerie (PCH).

Le DCCH remplit des fonctions similaires comme le D-Canal de l'RNIS et certaine charge radio mobile spécifique comme la transmission de mesure des données. Il est divisé en canal de contrôle dédié autonome DCCH (SDCCH) et canal de contrôle associée (ACCH).

Le SDCCH est toujours employé quand il n'y a aucun TCH assigné à la MS. Son rôle est;

- D'informer la MS du canal à employer
- De transmettre des données de facturation

L'ACCH est employé quand un TCH est assigné. Il est divisé en ACCH rapide (FACCH) et ACCH lent (SACCH). Le FACCH est employé quand des paramètres doivent être transmis à un taux élevé (par exemple pendant un handover). Pour transmettre le FACCH on emploie le TCH qui est marqué par le réglage des bits de vol. La SACCH est utilisée pour les échanges de

l'information de contrôle à un taux bas (par exemple le contrôle de puissance, de synchronisation et qualité des mesures).

II.4.3 Le saut de fréquence :

Une option pour les opérateurs de réseau GSM est l'application du saut de fréquence lent. Contrairement au saut de fréquence rapide qui est employé pour des propositions militaires, là où le saut de fréquence est plus élevé que le débit binaire, le saut de fréquence indiqué en GSM permet seulement un changement de fréquence après chaque burst.

Il y a deux avantages en utilisant le saut de fréquence. D'abord il y a la diversité de fréquence. Comme il est discuté dans la section IV.6 l'information transmise se diffuse sur plusieurs bursts et même si un burst a un taux d'erreurs par bits très élevé, dû à un évanouissement profond il est possible de déterminer les bits de données corrects dus à l'information dans les autres bursts. Ceci peut être employé pour la diversité. Puisque les fréquences choisies doivent être non-corrélatives, la probabilité est très haute pour qu'un utilisateur mobile qui est dans un évanouissement profond durant un burst en utilisant une fréquence ne serait pas dans un évanouissement dans le burst suivant où une autre fréquence est utilisée. Pour que deux fréquences soient non-corrélatives, les fréquences doivent être séparées au moins par une largeur de bande cohérente. Cette largeur de bande cohérente est définie comme la différence de fréquence maximale pour laquelle deux signaux ont une certaine valeur de la corrélation [Parson, 1992]. La largeur de bande cohérente dans un environnement intérieur pour un coefficient de corrélation de 0.5 est approximativement 5MHz ce qui limite la possibilité d'utiliser le saut de fréquence en GSM comme arrangement de diversité de fréquence car la bande descendante entière dans EGSM est juste 25MHz de largeur.

Le deuxième avantage du saut de fréquence est diversité d'interférant. Voici un canal de fréquence avec un rapport C/I très faible partagé par plusieurs appels qui utilisent le canal cyclique faible. Ainsi le rapport C/I moyen pour tous les appels est bas mais avec le saut de fréquence en aura un nombre inférieur d'appels avec un rapport C/I très bon tandis que toutes les porteuses ne peuvent pas être utilisées avec un rapport C/I mauvais.

La figure II-7 montre l'algorithme utilisé pour déterminer la séquence du saut en GSM. Il y a plusieurs variables d'entrée pour cet algorithme.

- D'abord il y a l'allocation mobile (MA) qui est l'ensemble de canaux RF, il contient N fréquences radio avec $1 \leq N \leq 64$.

- Le *Mobile Allocation Index Offset* (MAIO), une valeur comprise entre 0 et 63 qui indique quel décalage doit être utilisé. Cette valeur de décalage est convenue à l'initialisation de l'appel et elle diffère d'un mobile à l'autre ($1 \leq \text{MAIO} \leq N-1$).
- Une autre entrée est le nombre de trame (FN) en termes de T1, le T2, T3 qui sont déterminés en utilisant les équations II-1 à II-3 (le mod représente l'opération de modulo).

$$T1 = \text{FN mod } 64 \quad (\text{II-1})$$

$$T2 = \text{FN mod } 26 \quad (\text{II-2})$$

$$T3 = \text{FN mod } 51 \quad (\text{II-3})$$

- Le nombre de séquence du saut (Hopping Sequence Number) ($0 \leq \text{HSN} \leq 64$) indique la séquence du saut à utiliser.

Toutes ces informations sont diffusées avec le BCCH et le SCH.

La fonction RNTTable assigne simplement 1 sur 114 nombres pseudo-aléatoires indiqués par le GSM selon son argument.

NB représente le nombre de bits qui est nécessaire pour exprimer le nombre de N canaux RF.

L'opérateur XOR veut dire le OU exclusif

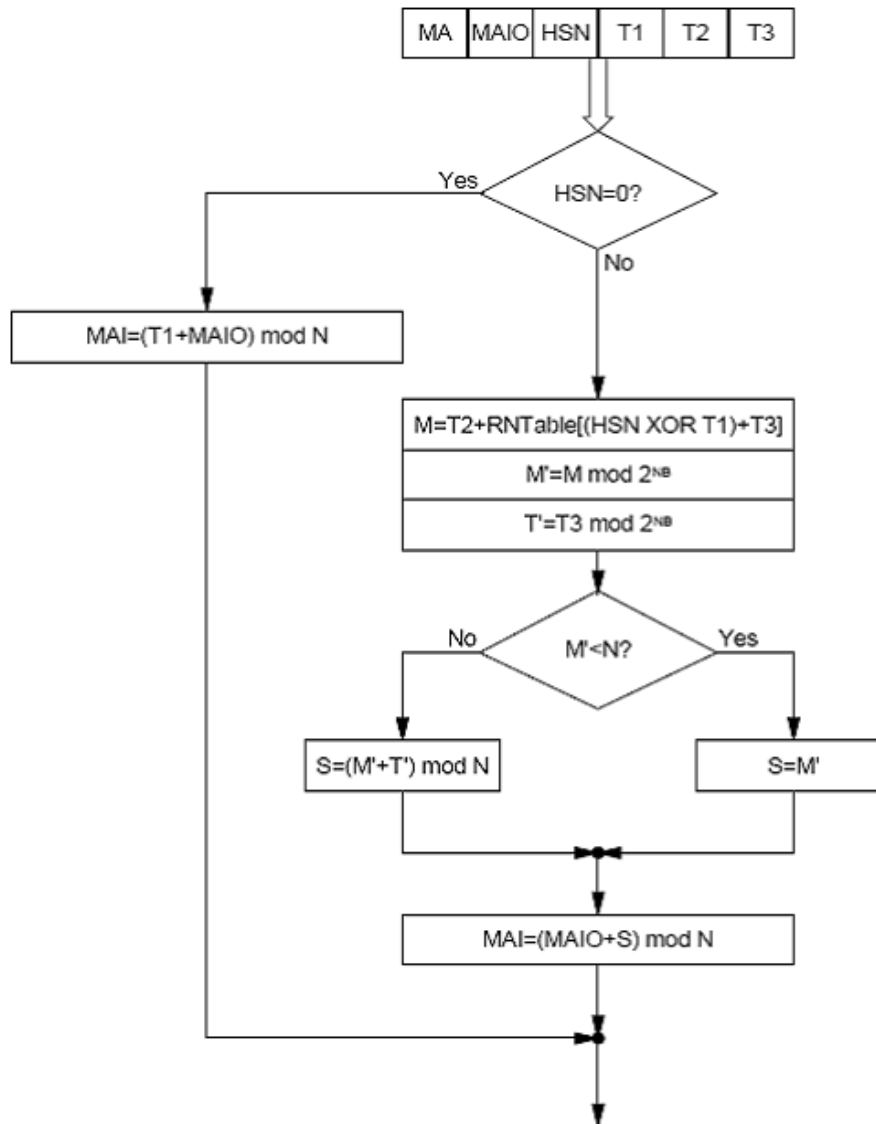


Figure II-7 : Algorithme du saut de fréquence en GSM [ETSI-GSM, 1997]

II-4.4 La transmission discontinue :

Afin de réduire l'interférence et de prolonger la vie de la batterie, la transmission discontinue de combinés (DTX) est indiquée en tant qu'une option pour la voie montante et descendante en GSM. Ceci signifie que l'opérateur de réseau peut décider s'ils veulent employer DTX ou pas. Si DTX est activé l'émetteur transmet durant chaque burst seulement si l'utilisateur parle.

Autrement la transmission de données est réduite à 1 burst chaque 480ms. Ces 2 bursts par seconde décrivent le bruit de fond. Le bruit de fond doit être transmis pour que l'auditeur à l'autre extrémité de la ligne ne se sente pas comme avoir une interruption. Par conséquent l'information de bruit est introduite dans un générateur de bruit qui crée le prétendu bruit de confort [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>].

II-4.5 Le contrôle de puissance :

Une autre possibilité pour prolonger la vie de la batterie des combinés et pour réduire l'interférence sur le canal radio est de contrôler la puissance de transmission de la station de base et de la station mobile. Comme le saut de fréquence et la transmission discontinue, il appartient à l'opérateur de réseau de décider si le contrôle de puissance est mis en application sur la voie montante ou descendante ou dans les deux directions.

Si le contrôle de puissance est utilisé pour la voie descendante, la BTS devrait pouvoir réduire sa puissance de transmission vers le bas à 30dB de la puissance de transmission maximum sur 15 étapes de 2dB. En outre la MS devrait pouvoir contrôler la puissance RF entre son maximum et minimum dans des étapes de 2dB.

La MS mesure la force du signal ou la qualité du signal et transmet l'information au BSC, qui décide quand le niveau de la puissance devrait être changé. La puissance de transmission ne doit pas changer plus que 2dB chaque 60ms. Par conséquent si par exemple un changement de 17dBm à 37dBm est demandé ceci aura besoin de 600ms. la figure II-8 montre l'ajustement de la puissance de transmission du mobile par les commandes du système de station de base. Les niveaux de puissance initiaux à employer dans la MS sont transmis dans le BCCH [<http://ccnga.uwaterloo.ca/~jscouria/GSM/gsmreport.html>].

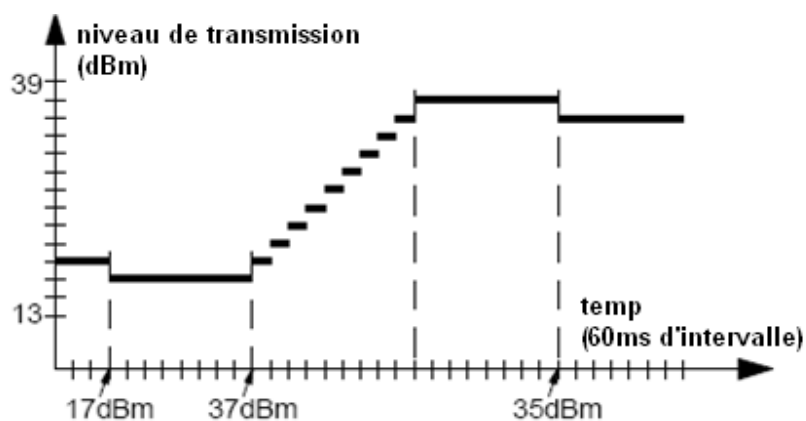


Figure II-8 : Adaptation de la puissance de transmission

II.5 La structure de la trame :

Les canaux logiques sont arrangés dans une structure de trame où le nombre de bursts pendant une trame utilisée par un canal logique dépend du débit du canal logique.

La hiérarchie de trame GSM connaît 4 types de trames (représentées sur la figure II-9) [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>] :

- La trame TDMA
- La multitrame
- La supertrame
- La hypertrame

La trame TDMA se compose de 8 time slot, qui sont dédiées à un canal. 26 ou 51 trames TDMA forment une multitrame. Notez que la 25^{ème} trame de la multitrame 26 n'est pas utilisée. Cette trame vide peut être utilisée pour mesurer le bruit et les signaux interférents. Une supertrame est établie de 51 "26 multitrames" ou 26 "51 multitrames" et 2048 supertrames établissent une hypertrame avec une durée de 3h 28min 52s 716ms [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>].

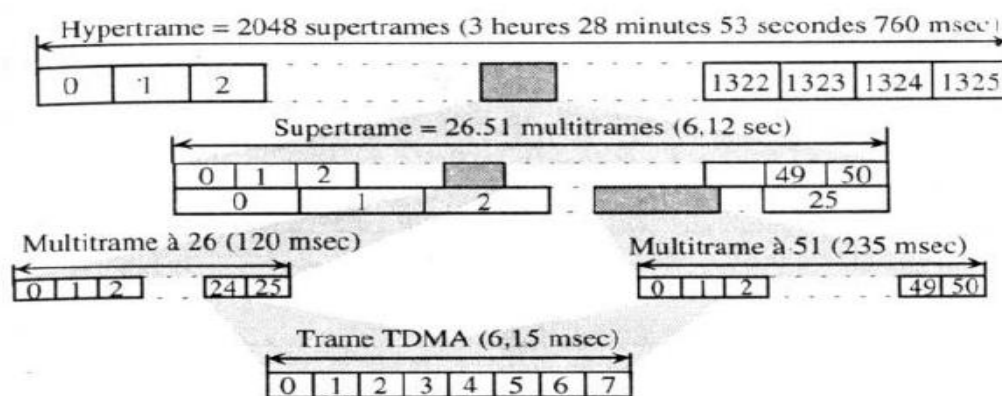


Figure II-9 : La structure et la durée hiérarchiques des différentes trames en GSM

[<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>]

II.6 Le codage de canal

Le terme codage de canal signifie l'adaptation des bits des données à transmettre au canal de transmission. Ceci contient des actions pour la correction d'erreurs et la modulation. Les actions pour la correction d'erreurs sont le codage et l'entrelacement (représentées sur la figure II-10).

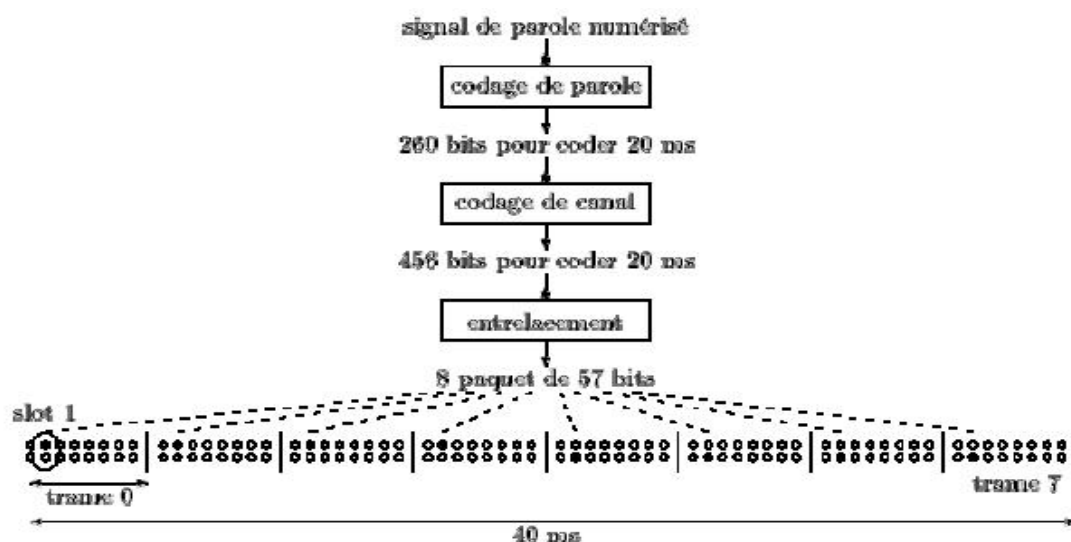


Figure II-10 : Transmission d'une trame de parole [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>]

II.6.1 Le codage de la voix:

Pour transmettre la voix, il faut d'abord la couper en petites séquences puis la numériser. Ainsi des échantillons sont pris toutes les 20 millisecondes. Grâce à l'algorithme RPE-LPC (Regular pulse excited-Linear Predictive Coder), l'échantillon est codé en 260 bits. Cela donne un débit de 13 Kbits par seconde [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>].

II.6.2 Le codage des canaux :

Les erreurs ne sont pas réparties de façon équivalente dans le temps. Les erreurs surviennent généralement au début du message. Ainsi le message est divisé en trois classes : Ia, Ib, II suivant le degré de sensibilité aux erreurs. La classe Ia est la plus sensible aux erreurs. Le message de 260 bits est décomposé de la façon suivante [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>]:

Classe Ia	50 premiers bits
Classe Ib	132 bits suivants
Classe II	78 derniers bits

On ajoute à la classe Ia 3 bits de contrôle. On les ajoute à la classe Ib, avec 4 bits de contrôle supplémentaires. On a au total 189 bits que l'on code 2 fois, ce qui nous donne 378 bits, auxquels

on ajoute les 78 bits de la classe II. Ces derniers ne sont pas protégés. On obtient au total une séquence de 456 bits.

II.6.3 L'entrelacement :

L'entrelacement est nécessaire pour écarter les blocs relatifs de données sur plusieurs bursts parce que les codes correcteurs d'erreur sont meilleurs en détectant des erreurs de bit simples tandis que dans un environnement de communication mobile les erreurs sont dues à l'évanouissement. Dans le GSM des données de parole sont réparties sur 8 bursts et les canaux du trafic de données sont répartis jusqu'à 19 bursts.

La figure II-11 montre l'entrelacement pour un canal de parole. Les 456 bits de données codées sont introduits lignes par lignes dans une matrice à 8 colonnes et 57 lignes. De cette façon 8 sous blocs sont créés avec 57 bits chacun. Sur la figure II-11 on montre 3 blocs consécutifs de données (A, B et C) dont les bits sont groupés dans 8 sous blocs de 57 bits chacun (marqué dans le bloc B). L'arrangement de numérotation pour les sous blocs peut être vu aux données du bloc A. Notez que les bits consécutifs dans les blocs originaux sont dans différents sous blocs. Les sous blocs sont répartis sur 8 bursts consécutifs en utilisant une technique appelée l'entrelacement diagonal. Ceci a pour conséquence que les bursts contiennent 2 sous blocs de différents blocs de données. Les bits des sous blocs 0 à 3 utilisent les positions de bit paires dans les bursts de données et les bits des sous blocs 4 à 7 utilisent les positions des bits impaires. Ainsi les 4 premiers bursts de données du bloc B partent avec le bloc de données précédent (le bloc A) et les 4 derniers bursts sont partagés avec le bloc de données suivant (bloc C).

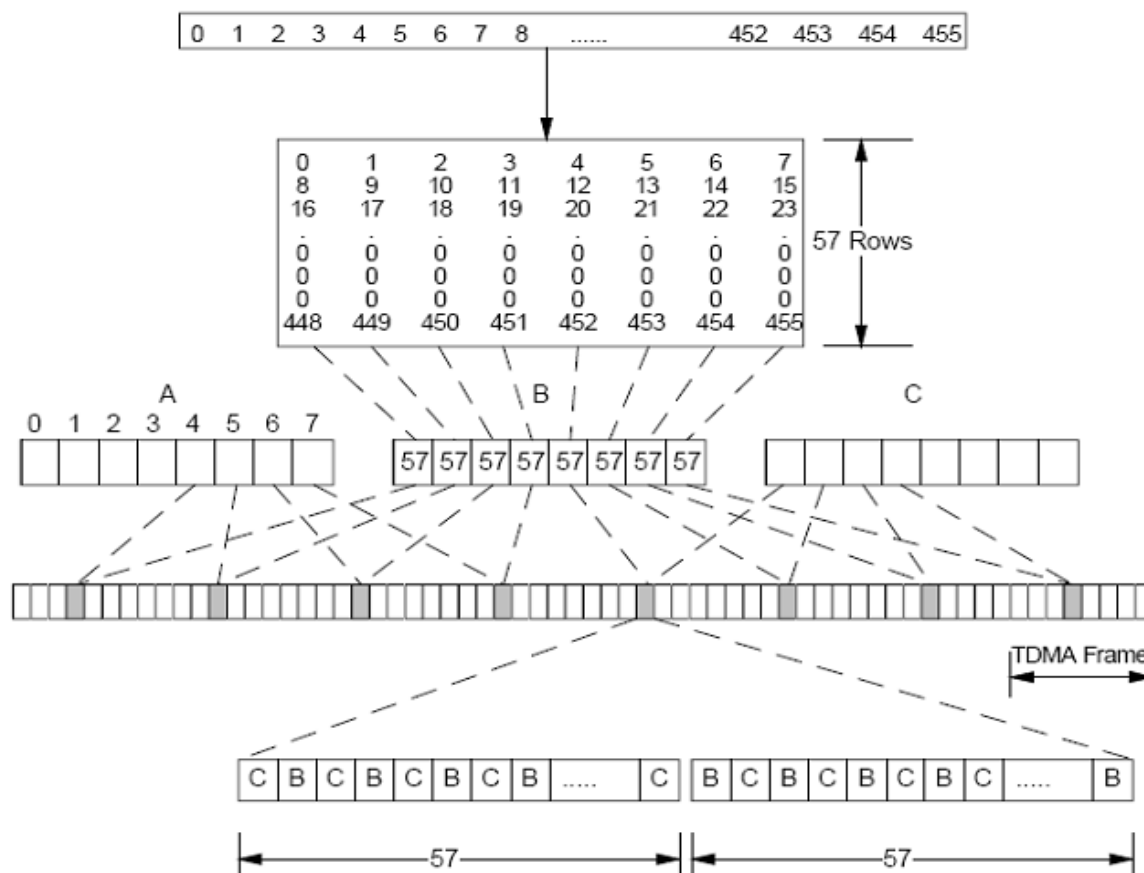


Figure II-11 : *Détail de la procédure d'entrelacement [Mehrotra, 1997]*

II.6.3 Modulation :

Le seul moyen pour un mobile d'envoyer des données est l'air ambiant. Il va donc falloir transformer ces données en une onde. Mais cette onde va en rencontrer d'autres.

Les portables envoient l'information sous forme d'ondes modulées en GMSK. Plus exactement le GMSK est une nette amélioration de la modulation en FSK (Frequency Shift Keying). Le FSK utilise deux tonalités différentes (ou fréquences) pour 1 et 0.

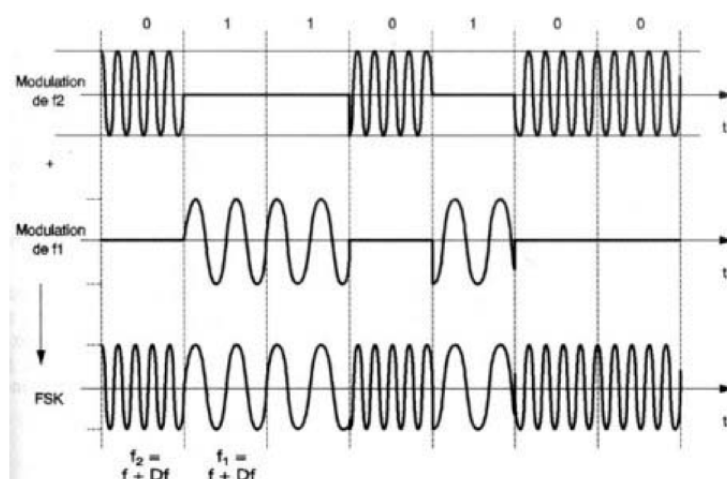


Figure II-12 : Modulation de fréquence d'un signal (FSK) [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>]

Au signal FSK qui a une discontinuité de phase à chaque changement de fréquence, on applique des filtres sinusoidaux pour obtenir une continuité de phase. Ce signal particulier est appelé MSK.

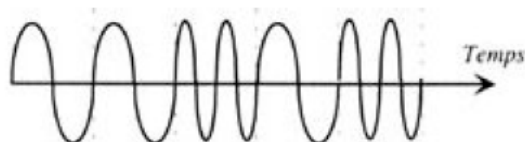


Figure II-13 : Modulation MSK, continuité de la phase [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>]

L'utilisation d'un filtre passe bas à caractéristiques Gaussiennes avec modulation MSK permet d'obtenir un signal en modulation GMSK. Cette modulation a pour intérêt de réduire les interférences sur canal adjacent, le coût des composants et de minimiser la puissance, le poids... Toutes ces modifications du signal peuvent être réalisées par des circuits électroniques. Mais actuellement on utilise plutôt des processeurs intégrés dans les portables. Ces processeurs sont programmés pour créer le signal GMSK à partir des deux fréquences différentes et du signal binaire à coder. L'étude de ces processeurs fait appel à l'étude du traitement du signal qui nécessite des notions mathématiques très complexes [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>].

On a ainsi créé un signal correspondant aux données numériques de départ. Ce codage en modulation de fréquence est réversible. Le récepteur peut grâce à cette onde recoder l'information numérique de la voix de plus, grâce au bit de contrôle il va pouvoir corriger s'il y a lieu les données.

III.1 Introduction :

Une interférence électromagnétique (EMI, Electromagnetic Interference) est un signal ou une émission, véhiculé(e) dans l'espace libre ou de signaux, qui peut mettre en danger le fonctionnement d'une radionavigation ou autre service de sécurité ou sérieusement dégrader, obstruer ou interrompre à maintes reprises un service de communications radio [Kaveh et Allen, 2005].

Donc pour caractériser les perturbations électromagnétiques, on présentera dans ce chapitre une courte description théorique de la propagation des ondes radio où l'intérêt principal est le comportement physique des signaux dans le canal mobile. Puis, on décrit les interférences électromagnétiques induites sur GSM

Note : Quelques effets ne sont pas décrits profondément car ils ont seulement une légère influence au problème de notre étude. Le terme onde radio signifie l'onde-TEM dans le champ lointain dans la mesure où la distance d'émission de l'antenne est plus loin que

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{III.1})$$

Où D et λ sont la plus grande dimension de l'antenne et la longueur d'onde, respectivement. R est connu comme la distance de Rayleigh dans la littérature [Richard, 1993].

Il y a beaucoup de modes de propagation qui dépendent principalement de la fréquence utilisée (par exemple : ionosphérique -, troposphérique- ou onde au sol).

Les fréquences dans la gamme de 880MHz à 2GHz sont celles utilisées en GSM900, DCS1800 et le PCS1900. Cette bande de fréquence appartient à la bande UHF qui couvre la gamme de fréquence de 300MHz à 3GHz [Parson, 1992].

III.2 La physique de la propagation d'onde radio :

Cette section traite la physique de la radio propagation qui est tout à fait semblable au comportement de la lumière. Ceci n'étonne pas car la seule différence entre les ondes radio et la lumière est la fréquence de la lumière qui est plus élevée.

D'abord les concepts de la réflexion, de la diffraction et de la diffusion sont discutés. Ensuite on abordera la propagation en espace.

III.2.1 La réflexion :

Si une onde radio se propage dans un milieu et empiète sur un autre milieu ayant différentes propriétés alors une partie de l'onde sera réfléchi et l'autre partie continuera la propagation dans l'autre milieu. Si le deuxième milieu est un diélectrique parfait (conductivité $\sigma = 0$), on n'aura aucune perte par absorption dans le deuxième milieu. Et si le deuxième milieu est un conducteur parfait (la conductivité $\sigma = \infty$), alors l'onde entière sera réfléchi au premier milieu

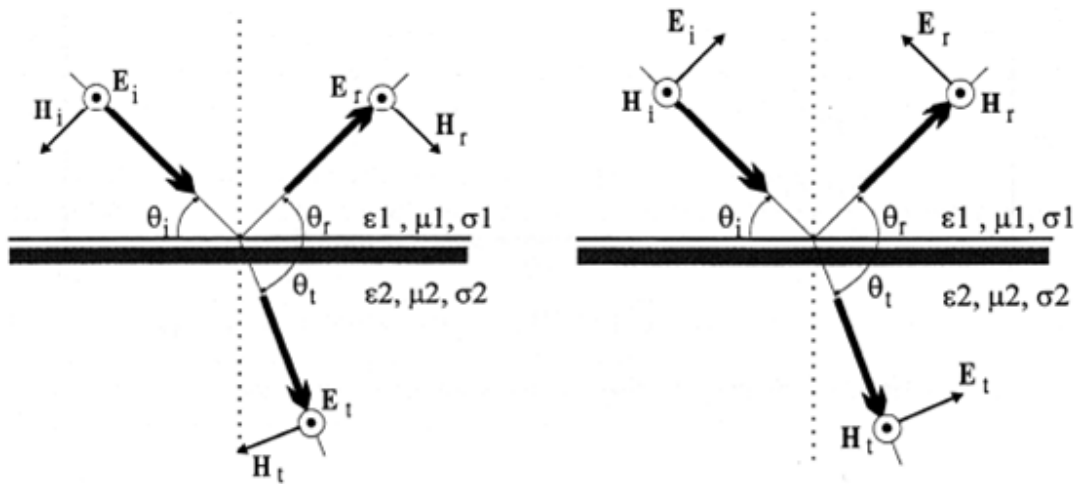


Figure III-1 : Géométrie pour calculer les coefficients de la réflexion entre deux diélectriques. Les souscrits i, r, t , font référence aux champs incidents réfléchis et transmis. Les paramètres $\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1$ et $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ représentent la permittivité, la perméabilité et la conductivité des deux milieux. La figure III-1 montre une onde radio empiétant sur la frontière entre les milieux 1 et 2. Une partie de l'énergie est reflétée dans le milieu 1 avec l'angle

$$\theta_r = \theta_i \quad (\text{III.2})$$

Une autre partie est réfractée avec l'angle θ_t au milieu 2. L'angle θ_t est donné par la loi de Snell's [Thomson, 1996]

$$\theta_t = 90 - \arcsin\left(\frac{\sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \sin(90 - \theta_i)}{\sqrt{\mu_2 \epsilon_2}}\right) \quad [^\circ] \quad (\text{III.3})$$

Où μ_1, ϵ_1, μ_2 et ϵ_2 sont la perméabilité et la permittivité diélectrique des deux milieux, respectivement. La force du champ d'ondes transmise et réfléchi (E_t et E_r) sont données par [Thomson, 1996]

$$E_r = \Gamma E_i \quad (\text{III.4})$$

$$E_t = (1 + \Gamma) E_i \quad (\text{III.5})$$

Où Γ est le facteur de réflexion Γ_{\perp} ou Γ_{\parallel} selon l'orientation du champ E. Le coefficient de réflexion est en fonction de l'angle incident, de la polarisation de l'onde d'empîement et des propriétés des deux milieux. Le facteur de réflexion pour les deux cas de la polarisation parallèle et perpendiculaire à la frontière des deux diélectriques est donné par [Thomson , 1996]

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\eta_1 \cos(\theta_i) - \eta_2 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} \quad (\text{III.6})$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_1 \cos(\theta_i) - \eta_2 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} \quad (\text{III.7})$$

Les paramètres η_1, η_2 représentent les indices de réfraction des deux milieux.

III.2.2 La diffraction :

En raison de la diffraction, il est possible que les ondes radio se propagent le long de la surface incurvée de la terre au delà de l'horizon ou dans des secteurs ombragés. Ce phénomène peut être expliqué à l'aide du principe de Huygen's qui indique que chaque point d'un front d'onde est la source d'une onde sphérique secondaire. La force de champ dans un secteur ombragé est la somme de vecteur de toutes les ondes secondaires. La figure III-2 montre ce phénomène.

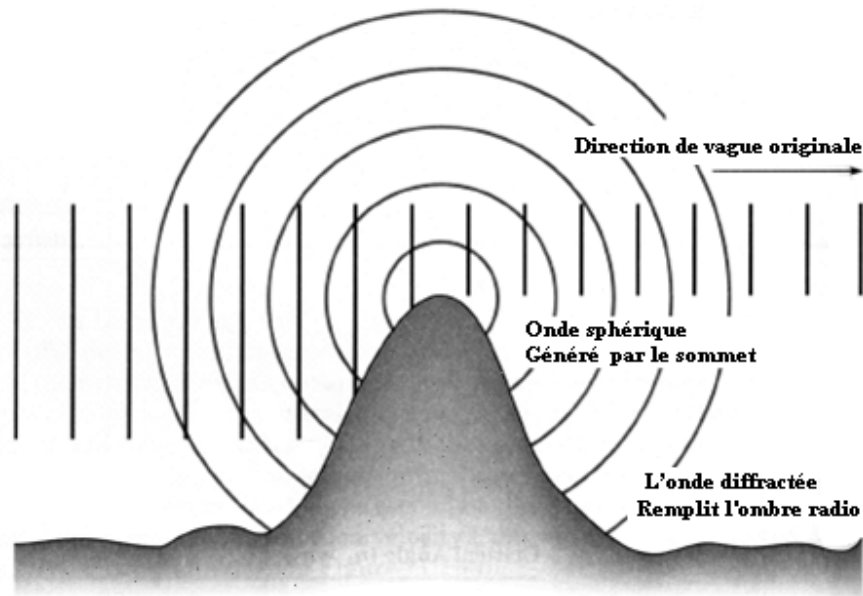


Figure III-2 : Principe de la diffraction

III.2.3 La diffusion :

Si une onde radio plate empiète sur une surface rugueuse alors elle sera diffusée dans toutes les directions. Puisque la surface a plusieurs aspérités, l'onde incidente est réfléchiée dans différentes directions, (voir figure III-3).

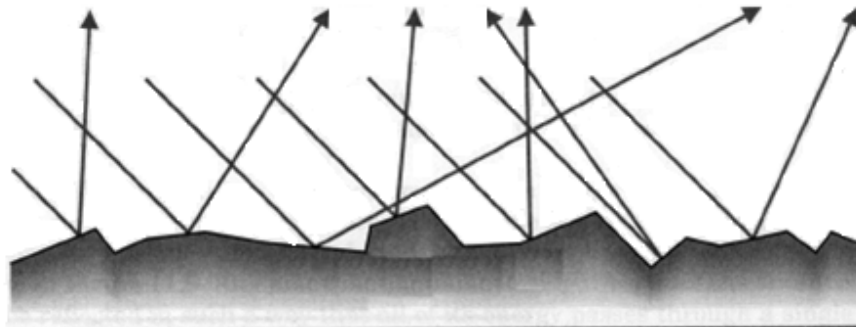


Figure III-3: Principe de diffusion

Si une surface est rugueuse ou lisse, elle peut être examinée à l'aide du critère de Rayleigh, où la hauteur critique des obstacles (h_c) est donnée par [Thomson, 1996]. (Voir figure III-4).

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin(\theta_i)} \quad (\text{III.8})$$

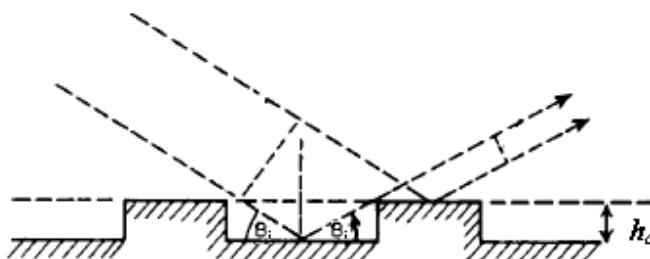


Figure III-4 : Hauteur critique des obstacles

Une surface est lisse si ses hauteurs minimum au maximum sont plus petites que h_c . Autrement la surface est rugueuse. Le facteur de réflexion pour les surfaces lisses doit être multiplié par un facteur de perte de dispersion si la surface est rugueuse [Thomson , 1996].

III.2.4 La propagation en espace libre :

La forme descriptive de propagation mathématique la plus facile est la propagation en espace libre. Dans ce cas-ci l'antenne de transmission est supposée placée dans l'espace libre. On suppose que l'antenne a un gain G_T dans la direction de l'antenne de réception qui est également placée dans l'espace libre. La densité de puissance par unité de surface dans un point de distance d est alors [Parson, 1992]

$$W = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (\text{III.9})$$

Où P_T représente la puissance de transmission. Si l'antenne de réception a une surface effective A , alors la puissance reçue est :

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (\text{III.10})$$

Où G_R représente le gain de l'antenne de réception dans la direction de l'antenne de transmission. Le rapport entre la puissance transmise et celle reçue est donné par

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (\text{III.11})$$

C'est un rapport fondamental qui est connu en littérature comme équation de Friis [Parson, 1992]. Les pertes en espace de propagation libre obéissent à une loi quadratique carrée avec la distance d .

III.3 La propagation par trajets multiples :

Si une onde radio se propage dans l'environnement mobile alors le signal reçu à une antenne de réception se compose de plusieurs composants qui résultent des différents phénomènes comme la diffraction, la réflexion et la réfraction. Ceci est nommé l'évanouissement par trajets multiples.

La figure III-5 montre la puissance du signal reçu mesurée dans un environnement d'intérieur avec une MS se déplaçant sur un chemin prédéfini. Les pertes de chemin peuvent être divisées en deux partis. D'abord il y a les pertes qui résultent des zones d'ombres et qui s'appellent l'évanouissement lent. Dans l'autre partie, la puissance du signal change parce que les ondes entrantes ont traversé différentes distances et donc elles ont différentes phases. Ces composants de signal peuvent interférer d'une manière constructive ou bien destructive qui s'appelle l'évanouissement rapide.

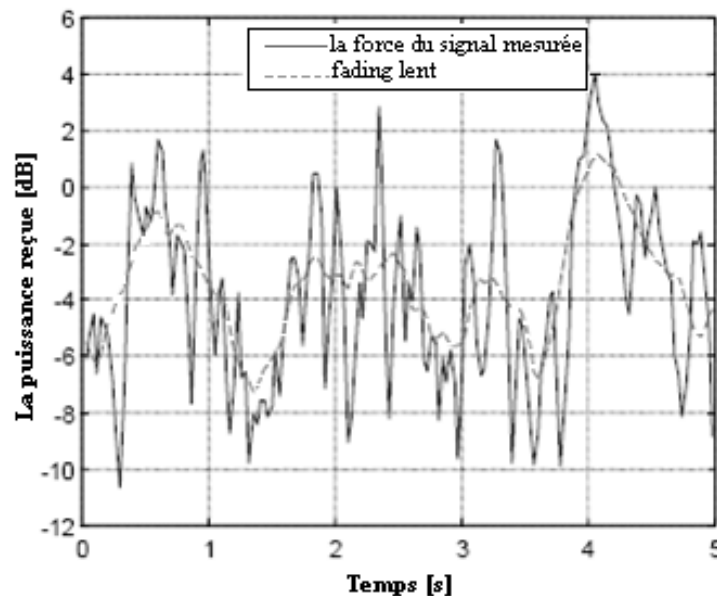


Figure III-5: La force du signal reçu et le fading lent dans un environnement d'intérieur

III.3.1 L'évanouissement lent (*slow fading*):

L'évanouissement lent résulte des zones d'ombres puisque les collines et les bâtiments ombragent l'onde radio. La valeur moyenne du fading lent est obtenue en faisant la moyenne du signal sur 10 à 30 longueurs d'ondes. La distribution log normal tend à être le meilleur scénario pour ce fading. Dans ce cas, si le fading lent est connu comme log normal fading [Gross, 2005].

La ligne tirée sur la figure III-5 montre la disposition de l'évanouissement lent dans un environnement intérieur. Le signal reçu peut être exprimé comme [Sklar, 1997]

$$|E(t)| = m(t) \times r_0(t) \quad (\text{III.12})$$

Où le $m(t)$ et le $r_0(t)$ représentent les évanouissements lent et rapide, respectivement.

Le fading lent est extrait de la puissance mesurée du signal en établissant la moyenne locale sur une certaine longueur. La longueur de la fenêtre moyenne doit être ajustée sur l'environnement. Si la longueur de la fenêtre est choisie courte alors l'évanouissement lent contiendra quelques parties de l'évanouissement rapide. Ce qui va changer la distribution de probabilité du signal. Par exemple une distribution de Rayleigh sera changée en une autre distribution.

III.3.2 L'évanouissement rapide (*fast fading*):

L'évanouissement rapide est également connu comme l'évanouissement à court terme en raison de la puissance de signal d'antenne qui peut changer nettement quand la MS se déplacée sur d'une distance très courte. Comme les composants du signal ont voyagé sur différentes distances, la phase des signaux a un certain point de réception sera distribuée aléatoirement. Ces signaux interféreront de manière constructive ou nuisible selon leurs relations de phase. La distance typique entre l'interférence constructive et destructive est $\lambda/2$ (λ est la longueur d'onde de l'onde radio).

L'évanouissement rapide r_0 est calculé en utilisant l'équation III.15

$$r_0 = r(t) - m(t) \quad [\text{dB}] \quad (\text{III.13})$$

Où : $r(t)$ et $m(t)$ représentent respectivement le signal mesuré et l'évanouissement lent. La figure III-6 montre l'évanouissement rapide dans un environnement intérieur.

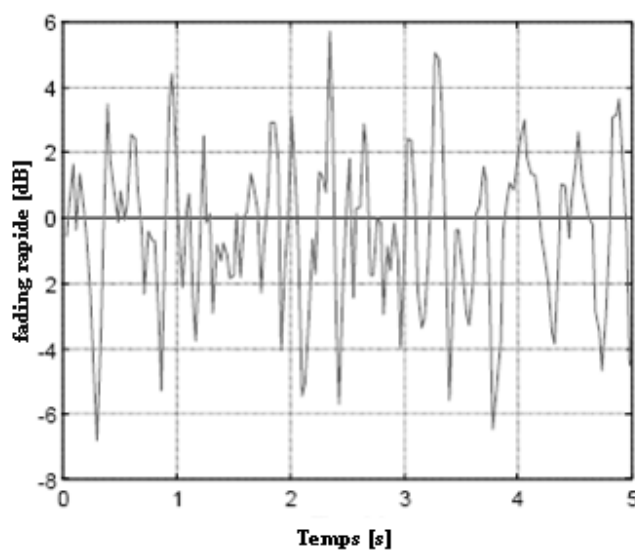


Figure III-6 : Le fading rapide dans un environnement d'intérieur

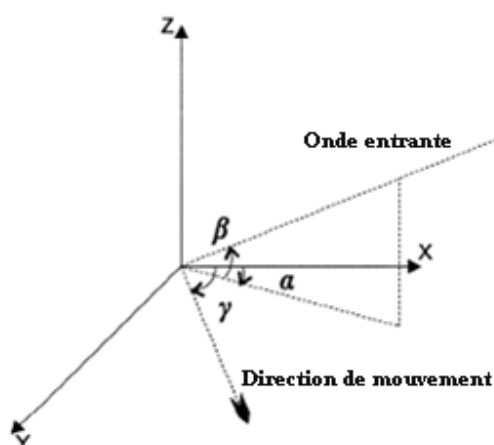


Figure III-7 : Les coordonnées du modèle de dispersion

La distribution d'amplitude et de la phase du signal reçu peut être déviée en utilisant le modèle de dispersion. La figure III-7 montre les coordonnées du modèle de dispersion. Dans ce modèle, on suppose que le signal reçu se compose d'un grand nombre de composants avec amplitude C_n , de phase Φ_n et d'angles spatial α_n et β_n qui sont des variables aléatoires indépendantes. La moyenne quadratique d'amplitude est indiquée par [Parson, 1992]

$$E[C_n^2] = \frac{E_0}{N} \quad (\text{III.14})$$

Où E_0 est une constante positive et N représente le nombre des ondes entrantes.

La force du champ reçu $E(t)$ est [Parson, 1992]

$$E(t) = \sum_{n=1}^N E_n(t) \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$E_n(t) = C_n \cos\left(w_0 t - \frac{2\pi}{\lambda}\right) [x_0 \cos(\alpha_n) \cos(\beta_n) + y_0 \sin(\alpha_n) \cos(\beta_n) + z_0 \sin(\beta_n) + \phi_n] \quad (\text{III.16})$$

Où x_0 , y_0 et z_0 représentent la position de l'antenne de réception dans le système de coordonnées et $w_0 = 2\pi f_0$, où f_0 est la fréquence des ondes radio.

Si nous supposons que le récepteur se déplace avec la vitesse v dans le plan (x, y) dans une direction enfermant l'angle γ avec l'axe des abscisses x alors les coordonnées du récepteur sont donnés par [Parson, 1992] :

$$\begin{aligned} x_0 &= v \cos(\gamma) \\ y_0 &= v \sin(\gamma) \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

$$z_0 = \text{const}$$

La force du champ reçu peut être écrite comme [Parson, 1992] :

$$E(t) = I(t) \cos(w_0 t) + Q(t) \sin(w_0 t) \quad (\text{III.18})$$

Où $I(t)$ et $Q(t)$ sont les composants du champ en phase et de quadrature qui peut être reçu par un récepteur.

$$I(t) = \sum C_n \cos(w_n t + \theta_n) \quad (\text{III.19})$$

$$Q(t) = \sum C_n \sin(w_n t + \theta_n) \quad (\text{III.20})$$

Avec

$$w_n = \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cos(\beta_n) \quad (\text{III.21})$$

$$\theta_n = \frac{2\pi v}{\lambda} \sin(\beta_n) + \phi_n \quad (\text{III.22})$$

$W_n = 2If_n$ est l'effet Doppler éprouvé par le $n^{\text{ième}}$ composant. Si z_0 est différent de 0, la première partie de l'équation III.22 est la projection de la phase dans la référence de phase se trouvant dans le plan (x,y). S'il y a un nombre élevé des ondes entrantes et il n'y a aucune onde dominante alors suite au théorème de limite centrale, I(t) et Q(t) sont des processus gaussiens indépendants, car les valeurs moyennes de I(t) et Q(t) sont à zéro, donc la valeur moyenne de l'enveloppe est également zéro. I(t) et Q(t) ont la même variance σ^2 qui est égale à la puissance moyenne. La densité de probabilité (PDF) de I(t) et Q(t) peuvent être écrit [Parson, 1992]

$$P_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{III.23})$$

Où $x = I(t)$ ou $Q(t)$ et $\sigma^2 = E_0/N$.

L'enveloppe $r(t)$ et la phase $\theta(t)$ sont donnés par les équations III.24 et III.25 [Parson, 1992]

$$r(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (\text{III.24})$$

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \quad (\text{III.25})$$

Comme mentionné précédemment I(t) et Q(t) ont les moyennes à zéro et la même variance donc ils ont une fonction de densité de probabilité commune P_{IQ} [Parson, 1992]:

$$P_{IQ} = P_I * P_Q \quad (\text{III.26})$$

$$P_{IQ}(I, Q) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{I^2+Q^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{III.27})$$

Appliquant une transformation de coordination à partir du $P_{IQ}(I, Q)$ au $P_{r\theta}(r, \theta)$ nous obtenons la PDF joint $P_{r\theta}(r, \theta)$ [Parson, 1992]

$$P_{r\theta}(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{III.28})$$

La PDF de la phase P_θ est dérivée en intégrant $P_{r\theta}(r, \theta)$ par rapport à l'enveloppe r

$$P_\theta(\theta) = \int_0^\infty P_{r\theta}(r, \theta) dr = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \dots 0 \leq \theta \leq 2\pi \\ 0 \dots \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Comme vous pouvez voir les phases entrantes ont une distribution uniforme. De la même façon on obtient la PDF de l'enveloppe P_r

$$P_r(r) = \int_0^{2\pi} P_{r\theta}(r, \theta) d\theta = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{III.30})$$

L'équation III.30 est bien connue comme distribution de Rayleigh. La valeur moyenne $E[r]$, la valeur de la moyenne quadratique $E[r^2]$ et l'écart type de la distribution de Rayleigh σ_A sont obtenus par [Parson, 1992]

$$E[r] = \int_0^\infty r p_r r d(r) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (\text{III.31})$$

$$E[r^2] = \int_0^\infty r^2 p_r r d(r) = 2\sigma^2 \quad (\text{III.32})$$

$$\sigma_A = \sqrt{E[r^2] - E^2[r]} = \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}} \sigma \quad (\text{III.33})$$

La figure III-8 montre la PDF de la distribution Rayleigh

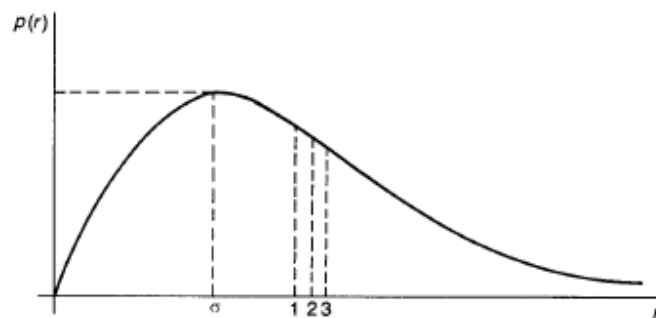


Figure III-8 : La PDF de la distribution Rayleigh 1= médian (50% valeur) $1,1774\sigma$, 2= valeur moyenne $1,2533 \sigma$, 3=valeur RMS $1,41 \sigma$

III.3.3 Évanouissement de Rician :

Ci-dessus, nous avons supposé qu'il n'y a aucun signal dominant comme dans la situation où il n'y a pas de champ de vision. S'il y a un champ de vision entre la transmission et l'antenne de réception alors il y aura un signal dominant. Par conséquent les moyennes de $I(t)$ et $Q(t)$ seront différentes de zéro et il y aura des évanouissements moins profonds. Dans ce cas-ci, la PDF joint du $p_{r\theta}(r, \theta)$ est obtenu selon [Parson, 1992].

$$P_{r\theta}(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + r_s^2 - 2rr_s \cos(\theta)}{2\sigma^2}} \quad (\text{III.34})$$

Où : r_s est l'enveloppe du signal dominant. Par intégration par rapport à θ , nous obtenons la PDF de l'enveloppe $P_r(r)$

$$P_{r\theta}(r, \theta) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right) \quad (\text{III.35})$$

$I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro, qui est donné par

$$I_0(x) = \sum \frac{x^{2n}}{2^{2n} n! n!} \quad (\text{III.36})$$

La fonction de distribution définie dans l'équation III.35 s'appelle la distribution de Rician. Par conséquent ce genre d'évanouissement est désigné souvent sous le nom de Rician fading.

Une forme alternative de la distribution de Rician est donnée par l'équation III.38, où le facteur de Rician K (équation III.37) représente un rapport de la puissance du signal dominant sur la puissance des composants (aléatoire) résultent des trajets multiples

$$K = 10 \log\left(\frac{r_s^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.37})$$

$$P_{r\theta}(r, \theta) = \frac{2r10^{\frac{K}{10}}}{r_s^2} e^{-\frac{10^{\frac{K}{10}}(r^2 + r_s^2)}{r_s^2}} I_0\left(\frac{2r10^{\frac{K}{10}}}{r_s^2}\right) \quad (\text{III.38})$$

La figure III-9 montre la PDF de la distribution de Rician pour différentes valeurs de K . Si K est à 0 la PDF aura la forme de la distribution de Rayleigh, et si $K \gg 1$ alors la distribution de Rician ressemble à une distribution gaussienne avec moyennes r_s .

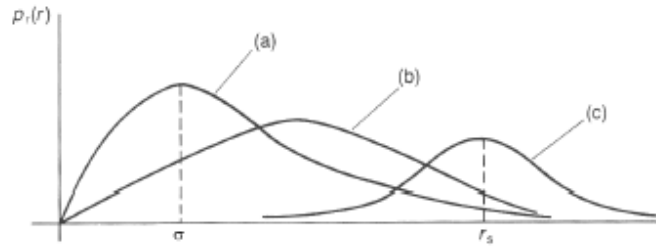


Figure III-9 : La PDF de la distribution Rician ; (a) $K=0$, (b) $K \approx 1$, (c) $K \gg 1$

La PDF de la phase $P_\theta(\theta)$ a la présence d'un signal dominant sera obtenu par l'intégration de l'excédent dans l'équation III.34 sur l'enveloppe r [Parson, 1992].

$$P_{r\theta}(r, \theta) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{r_s^2}{2\sigma^2}} \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{r_s \cos(\theta)}{\sigma} e^{-\frac{r_s^2 \cos^2(\theta)}{2\sigma^2}} \right] \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{r_s \cos(\theta)}{\sigma\sqrt{2}}\right) \right] \quad (\text{III.39})$$

$\operatorname{erf}(\cdot)$ est la fonction d'erreur donnée par

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (\text{III.40})$$

Si les r_s/σ tend à zéro alors la phase résultante sera uniforme distribuée dans l'intervalle $[0; 2\pi[$. Si $r_s/\sigma \gg 1$ alors la phase sera déterminé par la phase du signal dominant.

III.3.4 L'effet Doppler

Si la distance entre l'émetteur et le récepteur change alors la position de phase du signal reçu changera également. La figure III-10 montre un récepteur mobile qui se déplace avec une vitesse v de A à B. durant un temps Δt le récepteur parcourt une distance $d=v \cdot \Delta t$. Ceci mène à un changement de la longueur du chemin entre l'émetteur et le récepteur de $\Delta l=d \cdot \cos(\alpha)$. La phase reçue Φ changera durant Δt par [Parson, 1992]

$$\Delta\phi = -\frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos(\alpha) \quad (\text{III.41})$$

Ceci signifie que la phase change au cours du temps, qui peut être exprimée par un décalage de fréquence. Ce décalage f_D de fréquence s'appelle la fréquence de Doppler et peut être exprimé par

$$f_D = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = f_m \cos(\alpha) \quad (\text{III.42})$$

Où f_m est la fréquence Doppler maximale exprimée par

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (\text{III.43})$$

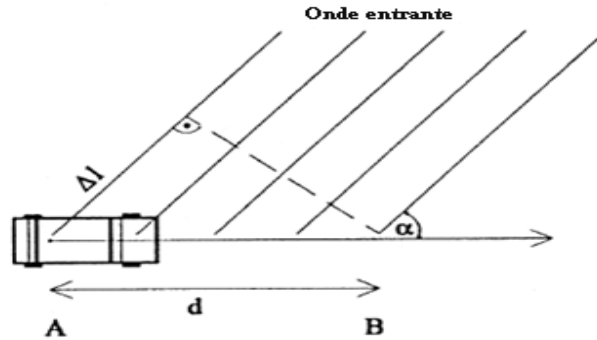


Figure III-10 : Illustration de l'effet Doppler

Les valeurs extrêmes de la fréquence de Doppler ($f_D = +f_m$ et $f_D = -f_m$) résultent quand la station mobile se déplace dans la direction de l'antenne de transmission ou dans la direction opposée.

Dans le cas de déplacement, la station mobile reçoit plusieurs composants de signal par différentes directions. Ces composants de signal éprouveront un décalage de fréquence différent selon leur direction et d'angle α . Pour cette raison une onde continue transmise d'une station de base aura un spectre de diffusion avec une largeur de bande $2f_m$ au récepteur mobile. Ce spectre a une forme spécifique selon l'environnement et les caractéristiques d'antenne et s'appelle le spectre de Doppler [Parson, 1992].

Supposant que le signal reçu se compose de plusieurs composants de sorte que la densité de puissance soit continûment distribuée dans le secteur $[\alpha, \alpha+d\alpha]$ alors la puissance venant de cette direction est $P(\alpha)$. En utilisant une antenne de réception avec une directivité horizontale $G^2(\alpha)$, alors la puissance reçue $S(\alpha)$ avec un angle de surface $d\alpha$ sera.

$$S(\alpha) d\alpha = A G^2(\alpha) P(\alpha) d\alpha \quad (\text{III. 44})$$

Où A est un constant qui dépend des pertes de chemin et de la puissance de transmission de la station de base.

$$S(f) = \frac{A G^2(\alpha) P(\alpha)}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_0}{f_m}\right)^2}} \quad (\text{III.45})$$

Le spectre de puissance est obtenu par une transformation des variables. f_0 dans l'équation III.45 est la fréquence de transmission. Assumant que les composants entrants sont uniformément

répartis sur l'angle de surface $\alpha = [0, 2\pi$ [et une directivité horizontale omnidirectionnel $G^2(\alpha) = 1.5$, alors le spectre de Doppler est donné par l'équation III.46 et il aura la forme de tube représentée sur la figure III-11.

$$S(f) = \frac{3A}{4\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_0}{f_m}\right)^2}} \quad (\text{III.46})$$

La déviation ci-dessus est assumée sur le modèle de Clark, où les signaux entrants sont uniformément distribués sur l'angle de surface $\alpha = [0, 2\pi$ [avec un angle d'altitude $\beta = 0$ [Parson, 1992].

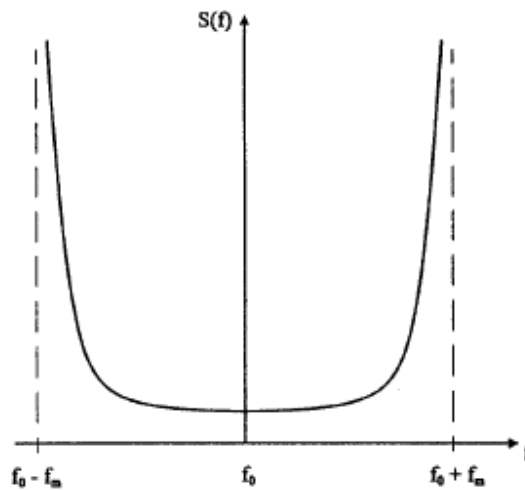


Figure III-11 : Spectre Doppler pour une porteuse non-modulée

III.3.5 Retard de la diffusion :

En raison de la propagation par trajets multiples les stations mobiles reçoivent des signaux avec différents retards, cela signifie qu'il y a un temps de dispersion. Une courte impulsion $\delta(t)$ transmis d'une station de base mènera à un certain nombre d'impulsions avec différente atténuation à la station mobile. La réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ peut être écrite comme

$$h(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - \tau_n) \quad (\text{III.47})$$

Où a_n et τ_n sont l'atténuation et le retard du $n^{\text{ième}}$ signal. N est le nombre total des signaux entrants. Des réponses impulsionnelles de canal typiques pour différents secteurs sont montrées sur la figure III-12. Si τ_n a une longueur au environ de la durée du bit il y aura une interférence

inter symbole et sa sera plus difficile de détecter l'information transmise. Des égaliseurs sont employés pour réduire ce problème. Par exemple l'égaliseur dans un combiné GSM doit pouvoir traiter des retards de 16 μs ou de 4 bits.

Une mesure pour une réponse impulsionnelle de canal dans une circonstance où le retard de diffusion Δ qui est défini comme le deuxième moment central du spectre de puissance $|h(t)|^2$:

$$\Delta = \sqrt{\frac{\int (t - \bar{t})^2 |h(t)|^2 dt}{\int |h(t)|^2 dt}} \quad (\text{III.48})$$

Avec une moyenne de retard d'accès

$$\bar{t} = \sqrt{\frac{\int t^2 |h(t)|^2 dt}{\int |h(t)|^2 dt}} \quad (\text{III.49})$$

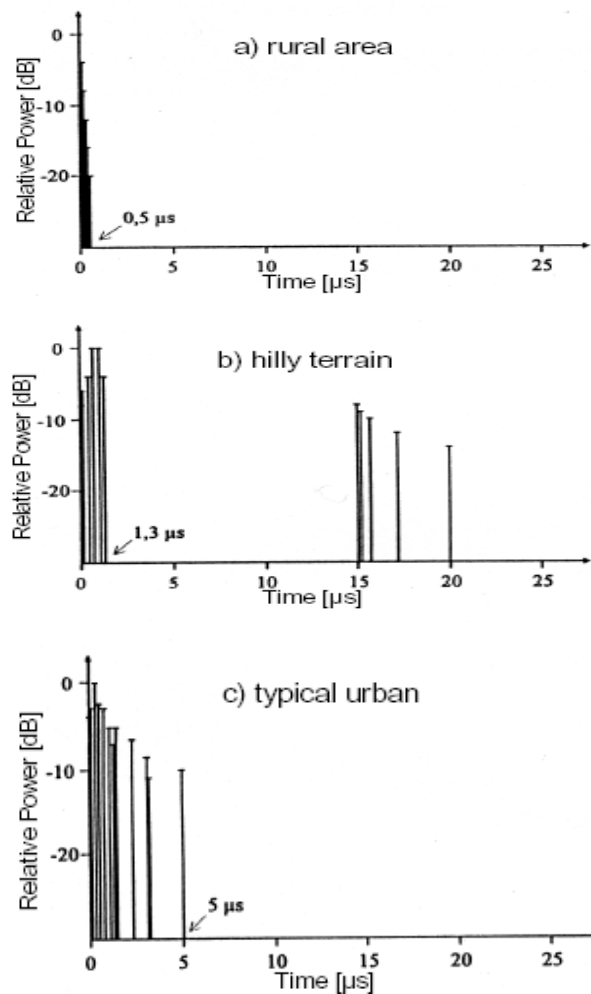


Figure III-12 : Les réponses impulsionnelle spécifique pour le canal GSM

Environnement	Δ
Intérieur	$< 0,1 \mu\text{s}$
région rurale	$< 0,2 \mu\text{s}$
région sous-urbaine	$0,5 \mu\text{s}$
région urbaine	$3 \mu\text{s}$

Table III-1 : retard de diffusion

Le tableau III-1 montre les retards typiques des diffusions pour différents environnements. Le retard de diffusion pour des fréquences de transmission au-dessus 30 MHz est presque indépendant parce que dans cette gamme de fréquence tous les réflecteurs potentiels sont très grands comparés à la longueur d'onde. Si le nombre de réflecteurs est stable donc la longueur de chemin et le retard resteront stables aussi. [William, 1993].

III.4 Interférence et perte électromagnétiques induites sur GSM :

Les pertes qui apparaissent entre l'émetteur et le récepteur sont dues à plusieurs phénomènes (ce de la propagation de l'onde) certaines s'appliquant à toutes les liaisons et d'autres propres au portable notamment à cause de sa mobilité.

Les différents phénomènes créant les pertes sont divisibles en plusieurs catégories :

III.4.1 Les pertes dues à la distance parcourue :

Comme on la vue en section (III.2.4) les pertes en espace de propagation libre obéissent à une loi quadratique carrée avec la distance d et dépend de la fréquence et la hauteur de l'émetteur. En effet pour les basses fréquences, les pertes sont plus faibles. Ainsi comme la puissance du mobile est plus faible que celle de la base, le mobile émettra sur une fréquence plus basse appelée canaux montants en opposition aux canaux descendants.

Les pertes sont plus faibles quand l'émetteur est plus haut. De plus à partir d'une certaine distance apparait un point de rupture, au-delà duquel l'atténuation est plus élevée avec la distance.

III.4.2 Les effets de masque :

Ils sont créés lorsque l'onde traverse des obstacles (phénomènes de diffraction, réflexion, dispersion vue aux sections III.2.1, III.2.2, III.2.3). Par exemple l'atténuation due aux arbres se matérialise par une décroissance exponentielle de l'intensité du signal, par exemple a

1GHz une haie de 5 mètres causera une atténuation de 50dB. Les constructeurs d'antenne doivent donc aussi tenir compte, à savoir si les arbres ont perdu ou non leurs feuilles car la différence est importante (de 20 dB).

L'atténuation due à la pluie est relativement très faible mais n'est pas négligeable lorsque l'onde parcourt de longues distances (satellites). Le fait est qu'on n'en tient pas compte pour les communications entre les portables et le BTS car la distance est de quelques dizaines de kilomètres.

Les effets de masque peuvent, soit atténuer la puissance du signal, soit modifier les caractéristiques de l'onde.

III.4.3 Les évanouissements (*fadings*) :

Le portable dans la majorité des cas n'est pas en vision directe avec la base mais reçoit un signal grâce au réfléchissement du signal sur des obstacles. Cela permet de les contourner mais a aussi pour conséquence que cette onde peut avoir plusieurs trajets possibles. Comme on la voit en section (III.3). Ainsi le récepteur reçoit plusieurs signaux qui se superposent. La distance n'étant pas la même pour chaque trajet, le temps de transmission est également différent. Il s'opère donc un décalage entre les signaux. Comme les signaux sont codés en numérique, ils peuvent se compenser pouvant ainsi altérer ou détruire les données.

III.4.4 Les pertes créées par le déplacement du mobile (*L'effet Doppler*) :

Comme on le voit en section (III.3.4) lors du déplacement du mobile, à cause de sa vitesse, la fréquence du signal reçu par le mobile change. En effet, le temps mis par l'onde pour arriver au mobile est variable. Ce temps dépend de la vitesse de déplacement du portable et de l'angle entre sa direction de déplacement et celle de la base. Ce décalage de fréquence peut être positif ou négatif.

III.4.5 Les bouillages dus aux interférences :

Les interférences sont le fait qu'un autre signal utilise la même fréquence et il se passe donc des interférences co-canal. Le phénomène des interférences n'est pas propre aux portables mais s'applique pour tous les types d'onde. Deux portables peuvent avoir leurs signaux qui

interfèrent car la bande passante est étroite par rapport au nombre de canaux. Les fréquences sont très proches ainsi il se produit des interférences appelées interférences sur canal adjacent.

Le phénomène d'intermodulation produit aussi des interférences. Ces phénomènes sont dus à deux signaux de différentes fréquences (f_1 et f_2) qui interagissent ensemble, produisant un signal avec nouvelle fréquence de la forme $f = nf_1 + mf_2$. Ce phénomène est gênant pour les premières valeurs entières de n et m . Ainsi à la réception le signal utile de fréquence f peut être brouillé par deux signaux formant une fréquence f . De même ce phénomène apparait à l'émission pour deux émetteurs très proches. Ainsi chaque antenne émet un autre signal composé de deux fois sa propre fréquence moins celle de l'autre antenne.

III.4.6 Les bouillages dus au bruit ambiant :

Le bruit ambiant peut provenir du bruit extérieur au message ou des composants eux-mêmes.

III.4.7 Les pertes créées par le décalage dans le temps :

Comme on la vue en section (III.3.5) le décalage dans le temps entraîne des interférences inter-symboles lorsqu'un bit est émis, le récepteur en reçoit plusieurs échos étalés dans le temps à cause de la différence de temps de parcours entre les différents chemins Emetteur-Récepteur.

III.5 Conclusion :

Plusieurs phénomènes produisent des interférences électromagnétiques telles que la réflexion, la réfraction, la diffraction et la diffusion. Ces interférences sont dues soit aux effets de masque, les pertes dues à la distance parcourue, les pertes créées par le déplacement du mobile, Les évanouissements (fadings), et les pertes créées par le décalage dans le temps. Connaître ces phénomènes va nous permettre de lutter contre ces interférences.

IV.1 Introduction :

Comme on vient de le voir au chapitre précédent de nombreux phénomènes d'interférences électromagnétiques agissent sur le signal transmis. Il existe plusieurs méthodes pour lutter contre ces interférences est de procéder, dès le début de la conception et de l'installation, à une approche qui tient compte des phénomènes d'interférences électromagnétiques. Parmi les solutions, nous citons

IV.1 La propagation de l'onde

Il est nécessaire de connaître la façon dont l'onde se propage pour pouvoir combler les pertes en certains endroits. On utilise plusieurs techniques:

Les équations de maxwell, mais qui sont souvent trop compliquées à cause de toutes les conditions de topologie [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>].

Les méthodes déterministes.

Les méthodes empiriques

Les méthodes de prédiction de couverture, aujourd'hui utilisées, rassemblent les deux approches empiriques et déterministes.

Les méthodes empiriques utilisent des résultats expérimentaux pour estimer la couverture radio, elles nécessitent de grandes campagnes de mesure, et ne tiennent que très peu compte de la réalité géographique de terrain, au contraire, les méthodes déterministes intègrent les effets de relief (au niveau macro), sans tenir compte des propriétés locales.

Les méthodes utilisées en couverture intègrent en général les deux approches.

- Les méthodes empiriques intègrent en général la prise en compte des effets de masque et de diffraction sur le profil entre émetteur et récepteur, puis pondèrent ces prédictions par des coefficients déterminés par les formules empiriques ou autres dérivées.
- Les méthodes déterministes procèdent soit par profil (comme pour les méthodes empiriques), et dans ce cas négligent l'effet des chemins latéraux et les effets liés à l'environnement 'micro' (immeubles, forêts,...) ; soit par des approches semblables au lancer de rayon mais avec dans ce cas un coût de calcul assez prohibitif.

Notons que ces prédictions nécessitent plusieurs types d'information : relief et type de terrain. Les opérateurs doivent donc acquérir ces bases de données. Les données de terrain proviennent en général des images satellites qui permettent aujourd'hui d'estimer l'élévation locale de terrain.

D'autre part l'affectation des zones (forêt, zone urbaine, etc...) sont effectuées manuellement à partir des cartographies conventionnelles.

IV.2 L'égalisation:

Comme on vient de le voir, de nombreux phénomènes agissent sur le signal produisant une perte d'intensité, c'est pourquoi le récepteur doit filtrer le signal obtenu. Ainsi par exemple, le phénomène de pertes à cause du multi-trajet peut être réduit en prenant le signal ayant la puissance la plus élevée [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>]. Mais les erreurs ne sont pas également réparties dans le temps.

Aussi, plusieurs méthodes sont utilisées pour pouvoir retrouver le signal d'origine comme le codage des canaux et l'entrelacement vues en chapitre II.

IV.3 La gestion de l'énergie:

Comme on l'a expliqué au chapitre II section II.4.5, le contrôle de puissance peut être pris comme façon d'économiser de l'énergie, le portable s'éteint pendant les communications. C'est à dire que lorsque celui-ci n'émet et ne reçoit rien, il reste en veille. Pour que cela fonctionne, il doit pouvoir distinguer la voix des bruits ambiants. De plus, comme l'émetteur est éteint, le récepteur ne reçoit aucun bruit, il y a donc un silence absolu. Pour montrer que la connexion s'effectue bien et pour ne pas perturber l'utilisateur, un bruit de fond est créé artificiellement.

Entre deux communications successives, le portable peut encore se mettre en veille. Un canal spécial est alors utilisé par la base pour signaler un appel au portable, il peut être utilisé par plusieurs portables. De plus, le BTS contrôle la puissance du portable, suivant la qualité du signal reçu. Cette gestion de l'énergie est faite pour en économiser [<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>].

IV.4 Techniques de transmission adaptatives :

D'après le chapitre II, des technologies de transfert comme le saut de fréquence et transmission discontinue (DTX) sont là pour corriger certains problèmes d'interférence [Kaveh et Allen, 2005].

Pour le système GSM, la technique du saut de fréquence est expliquée en section II.4.3 et la DTX est expliquée en section II.4.4

IV.5 Antennes adaptatives :

Les systèmes à antennes adaptatives s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements [Kaveh et Allen, 2005].

L'élément principal du récepteur est un filtre adapté. Ils reposent sur des algorithmes de traitement du signal sophistiqués. Ces algorithmes peuvent être implémentés au niveau des récepteurs des stations de base et des mobiles, permettant de distinguer en permanence les signaux utiles des signaux issus des trajets multiples et des brouilleurs qui sont les principales causes des interférences.

Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule. Cette antenne focalise son lobe principal dans la direction où une source est détectée.

En commutant les faisceaux d'une antenne multifaisceaux, il est aisé d'exclure les équipements brouilleurs ou brouillés qui ne se trouvent pas sur le faisceau principal.

Théoriquement, une antenne à M composants peut supprimer $(M-1)$ brouilleurs en appliquant une pondération adéquate aux éléments. En pratique, cette capacité de suppression diminue en présence des composantes multi-trajets. L'amélioration de cette technique peut être obtenue en la combinant avec une égalisation adaptative ou avec de la diversité de polarisation [Kaveh & Allen, 2005].

IV.6 Diversité

Le terme diversité signifie la qualité d'avoir de la variété. Dans le cadre des signaux radio, ceci signifie avoir le choix entre différents signaux. L'idée fondamentale est d'obtenir l'information transmise de différentes statistiques indépendantes de l'évanouissement du canal. La probabilité qu'il y ait un évanouissement profond en même temps dans deux chemins de propagation non corrélatifs est très basse. Ceci peut être vu sur la figure IV-1.

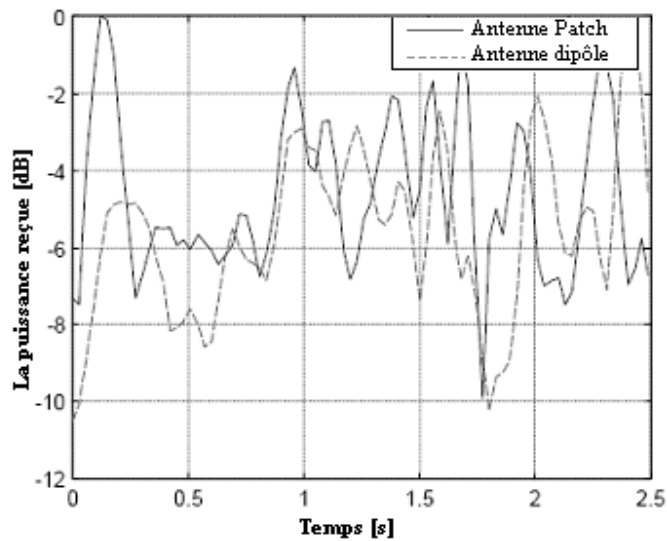


Figure IV-1: force du signal reçu par une antenne Patch et dipôle dans un environnement intérieur (le coefficient de corrélation du fading rapide $\rho=-0,2$)

Les arrangements de diversité sont :

IV.6.1 La diversité d'espace :

La diversité d'espace peut être utilisée dans des stations de base et dans l'équipement mobile. L'idée est que l'évanouissement rapide à deux antennes séparées est non corrélatif si les antennes sont éloignées par une certaine distance. La distance nécessaire entre les antennes est sensiblement plus grande pour des stations de base dues aux différents environnements de la station mobile et de base. Normalement l'antenne d'une station de base est montée beaucoup plus haut que la hauteur de l'antenne mobile. Par conséquent, l'antenne de station de base est dégagée de ses environnements tandis que l'antenne d'unité mobile est enfoncée en eux. La figure IV-2 montre les différents environnements pour la station basse et mobile

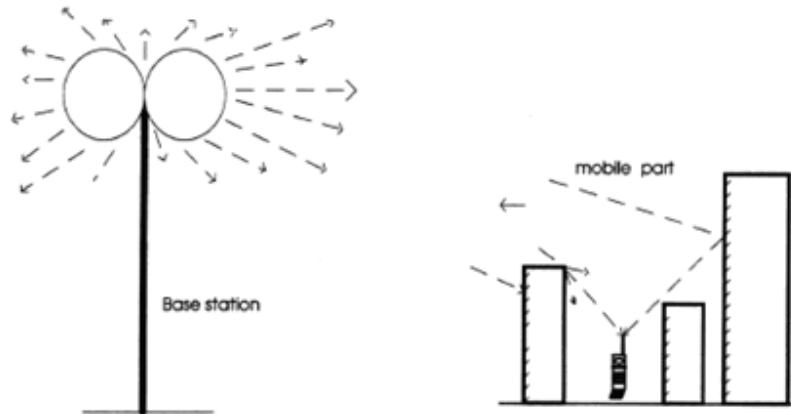


Figure IV-2 : Les différents environnements à la station de base et portable

La corrélation de l'enveloppe du signal $\rho_r(d)$ entre deux antennes séparées est [William, 2006]

$$\rho_r(d) = J_0^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (3.1)$$

Où d est la distance entre les antennes, λ est la longueur d'onde de l'onde radio et $J_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel du premier et zéro ordre.

Sur la figure IV-3 $\rho_r(d)$ est tracé par rapport à d/λ . Le premier minimum de $\rho_r(d)$ est à $d \approx 0,4\lambda$. Ceci signifie que deux antennes identiques avec la même polarisation d'un mobile qui fonctionne dans la bande de 1800 MHz doivent être séparées par 6 cm

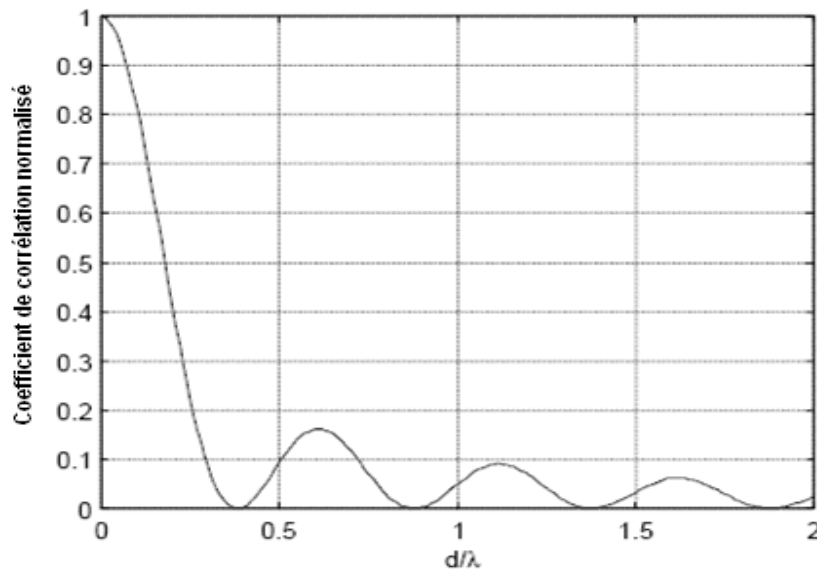


Figure IV-3 : le coefficient de corrélation normalisé par rapport à la séparation entre les antennes.

IV.6.2 La diversité de polarisation :

La diversité de polarisation est la technique d'utilisation de plusieurs plans de polarisations, pour favoriser la réception du signal. La polarisation d'une onde électromagnétique est décrite par l'orientation de son champ électrique. Si celui-ci est parallèle à la surface de la terre, la polarisation est linéaire horizontale. S'il est perpendiculaire à la surface de la terre, la polarisation est linéaire verticale. Pour un téléphone mobile, la polarisation est verticale lorsque le téléphone est tenu vertical, mais s'il est légèrement orienté, l'onde polarisée verticalement parvient plus faiblement à la BTS, alors qu'en même temps, le niveau reçu de cette même onde polarisée horizontalement augmente.

En effet, il existe des signaux en polarisation verticale et horizontale, et il faut que les antennes émettrices et réceptrices communiquent toutes les deux avec un signal dans la même polarisation, sous peine d'avoir un signal fortement atténué. L'antenne du relais est capable de conserver une polarisation constante, mais le téléphone mobile, ne reste jamais parfaitement vertical et ne peut donc conserver une polarisation verticale.

On utilise donc des antennes qui ont une double polarisation (ou polarisation croisée), ni verticale, ni horizontale, mais intermédiaire : $+45^\circ$ et -45° , et l'on utilise le plan de polarisation qui reçoit le meilleur signal, pour augmenter les chances de recevoir un niveau correct ; on peut gagner ainsi jusqu'à 6 dB. En émission, on utilise une seule de ces polarisations, au choix de l'opérateur [www.juliendelmas.com].

IV.6.3 La diversité de modèle :

Une autre possibilité pour obtenir des signaux non corrélés à la station mobile est d'utiliser différents modèles d'antenne. La figure IV-4 montre les modèles d'antenne dans le plan (x,y) pour l'antenne dipôle et patch de la MS. On peut voir que les modèles d'antenne pour les deux polarisations sont très différents.

La corrélation du fading rapide sera basse parce que les signaux entrants seront pondérés de manière différente selon leur angle d'arrivée et leur polarisation.

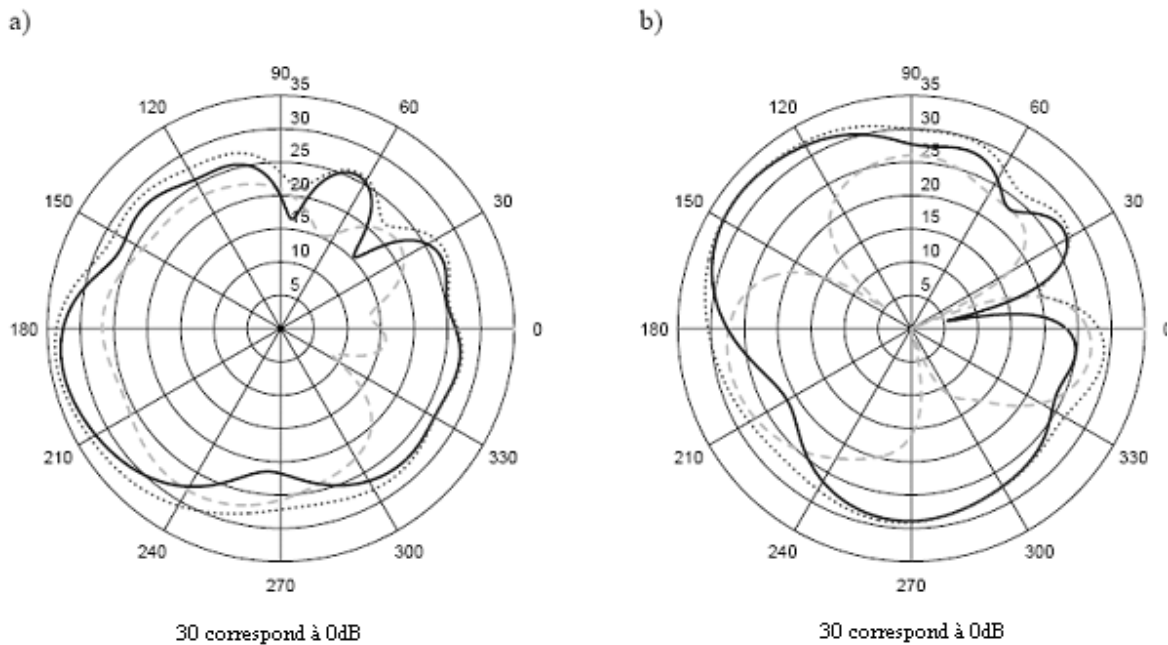


Figure IV-4 : diagramme de deux modèles d'antenne a) dipôle b) patch

IV.6.4 La diversité de fréquence :

Quand la diversité de fréquence est utilisée, la même information est transmise sur plusieurs porteuses avec des fréquences différentes. Si l'environnement radio utilisé est à fréquence sélective, les porteuses sont donc suffisamment espacées et feront face au fading non corrélatif. La corrélation du coefficient de transmission pour les deux fréquences dépend statistiquement de leur distance. Cette dépendance peut être évaluée en appliquant la transformée de Fourier à l'auto-corrélation de la réponse impulsionnelle moyenne [Parson, 1992]. La figure IV-5 montre la corrélation de fréquence par rapport à la séparation de fréquence dans un environnement intérieur. Dans ce cas-ci, la séparation de fréquence devrait être au moins de 4.6 MHz. si on assume qu'une corrélation de 0.5 est suffisante pour réaliser un bon gain de diversité.

Un avantage de la méthode du saut de fréquence qui est utilisée par les opérateurs de réseau GSM est la diversité de fréquence. Comme il est discuté dans la section II.6.2, l'information transmise est répartie sur plusieurs bursts et même si un burst a un taux d'erreurs par bit très élevé à cause de l'évanouissement profond, il est possible de déterminer les bits corrects des données dus à l'information dans les autres bursts. Puisque les fréquences choisies doivent être non corrélatives, la probabilité est très élevée qu'un utilisateur qui se déplace lentement et qui est dans un profond évanouissement durant un burst utilisant une fréquence ne sera pas dans un profond évanouissement dans le burst suivant où une autre fréquence est utilisée.

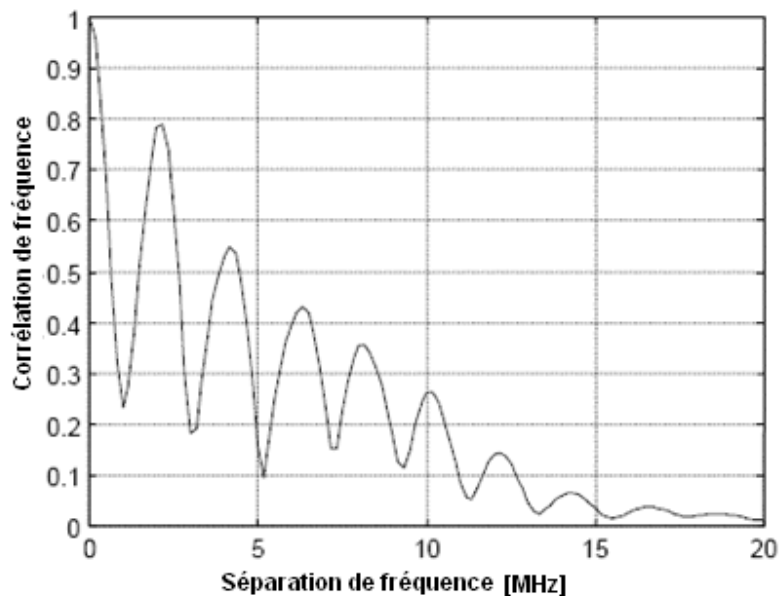


Figure IV-5 : la corrélation de fréquence par rapport à la séparation de fréquence

IV.6.5 La diversité de temps :

Dans un système utilisant la diversité de temps, la même information est transmise à différents temps. Le canal est non corrélatif pour deux différents points du temps quand la station mobile se déplace, parce que la distance entre deux évanouissements est très courte. La performance de la diversité de temps augmente avec l'augmentation de la vitesse de l'unité mobile [Parson, 1992].

IV.7 Techniques des combinaisons :

Le gain réalisé en utilisant un arrangement de diversité dépend beaucoup de la méthode utilisée pour combiner les signaux reçus [William, 1993]. Pour parler des différentes techniques de combinaison nous ne supposons que les diversités de l'espace, de polarisation ou de modèle où plusieurs antennes sont utilisées.

IV.7.1 Combinaison commutée :

Dans la combinaison commutée seulement un commutateur d'antenne est nécessaire. Un algorithme commute à l'autre antenne si la qualité de signal tombe au-dessous d'un certain seuil. Le seuil est déterminé comme sorte de moyenne locale [William, 1993].

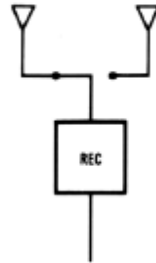


Figure IV- : Combinaison commutée

IV.7.2 Combinaison de sélection :

Un récepteur pour chaque antenne est nécessaire si la combinaison de sélection est utilisée. Le signal avec le rapport de signal bruit (SNR) le plus élevé est choisi dans la bande de base. Le SNR de la combinaison de sélection n'est jamais plus haut que le SNR du meilleur signal parce que les signaux des antennes non choisies sont rejetés [William, 1993].

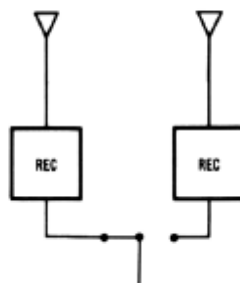


Figure IV- : Combinaison de sélection

IV.7.3 Combinaison de rapport maximum:

Un système utilisant les combinaisons de rapport maximum pondère les signaux des antennes selon leur SNR, aligne leurs phases dans la bande de base et les ajoute. Cette méthode est la meilleure technique de combinaison si seulement le bruit est présent [William, 1993]. Un inconvénient de la combinaison de rapport maximum est le montant de calculs considérable qui sont nécessaires pour déterminer l'arrangement correct des pondérations.

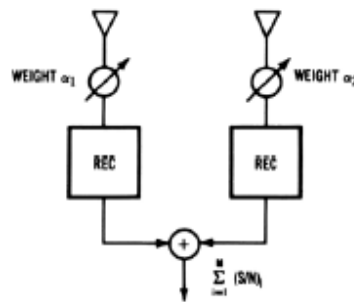


Figure IV- : Combinaison de rapport maximum

IV.7.4 Combinaison de gain égale:

Une méthode plus simple que la combinaison de rapport maximum avec presque la même exécution est la combinaison de gain égale. Cette méthode de combinaison aligne seulement les phases des signaux de bande de base avant de les ajouter [William, 1993].

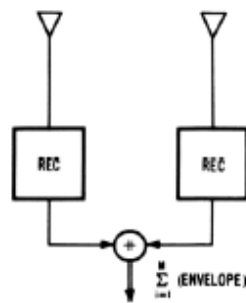


Figure IV- : Combinaison de gain égale

IV.7.5 Combinaison d'optimum :

Toutes les techniques de combinaison mentionnées ci-dessus améliorent seulement le SNR. La combinaison d'optimum a la même structure que la combinaison de rapport maximum. La différence est que les pondérations sont choisies de façon que le signal d'interférence et le rapport signal interférence et bruit (SINR) soient maximisés [William, 1993].

IV.8 Conclusion :

Il existe plusieurs méthodes pour réduire les interférences, Nous citons, les méthodes de diversité (d'espace, de polarisation, de modèle, de fréquence et de modèle) qui permettent d'obtenir des signaux non corrélatifs à la station mobile et faire face ainsi aux évanouissements. Les techniques des combinaisons permettent de réaliser des gains en utilisant un arrangement de diversité comme par exemple la combinaison commutée, de sélection, de rapport maximum, Combinaison de gain égale et la combinaison d'optimum.

V.1 Introduction :

La densification des réseaux de radiocommunication, la pollution croissante de l'environnement électromagnétique, l'optimisation de l'usage du spectre radiofréquence et la cohabitation de différents systèmes de télécommunication posent des problèmes de brouillage relativement variés qui perturbent et limitent les performances des récepteurs de différents services. Face aux problèmes de brouillage, l'utilisation d'un réseau adaptatif d'antennes constitue une approche très intéressante et indispensable dans les différents services de télécommunications civiles et militaires [Winters, 1998].

Par rapport au traitement du signal classique, qui s'effectue généralement dans le domaine temporel et/ou fréquentiel, l'utilisation d'un réseau d'antennes permet d'accéder à la dimension spatiale. Cette dimension autorise une réjection d'interférences qu'il est très difficile d'obtenir avec un récepteur monocapteur. Cette capacité est due au fait que chacun des signaux incident sur le réseau possède une signature différente. On peut donc réaliser aisément une discrimination spatiale de ces signaux [Widrow, 1985]. Les réseaux adaptatifs d'antennes annulent les signaux brouilleurs en pondérant et combinant les signaux du réseau d'antennes et ceci en utilisant un algorithme d'adaptation. Plusieurs approches sont possibles et le choix de l'un ou de l'autre sera guidé par la connaissance du signal émis et des interférences [Akdagli, 2002].

Dans ce chapitre, nous allons effectuer une modélisation d'une antenne adaptative qui va permettre de réduire les interférences suivant l'angle d'arrivée des signaux, A cet effet, nous allons utiliser le modèle de combinaisons optimum décrit par [Gross, 2005]

V.2 Modèle des combinaisons optimum :

Dans ce paragraphe, le principe de la combinaison optimum est expliqué et une relation mathématique pour les pondérations est dérivée.

La figure V-1 présente un schéma fonctionnel d'une rangée de M éléments d'antennes adaptatives.

Le signal complexe de bande de base reçu par le $i^{\text{ième}}$ élément d'antenne dans le $k^{\text{ième}}$ intervalle de prélèvement $x_i(k)$ est multiplié par la pondération complexe contrôlable w_i . La sortie $y(k)$ est alors constituée en additionnant les signaux pondérés [Gross, 2005].

Les pondérations optimales sont ceux qui minimisent l'erreur quadratique moyenne (EQM) .

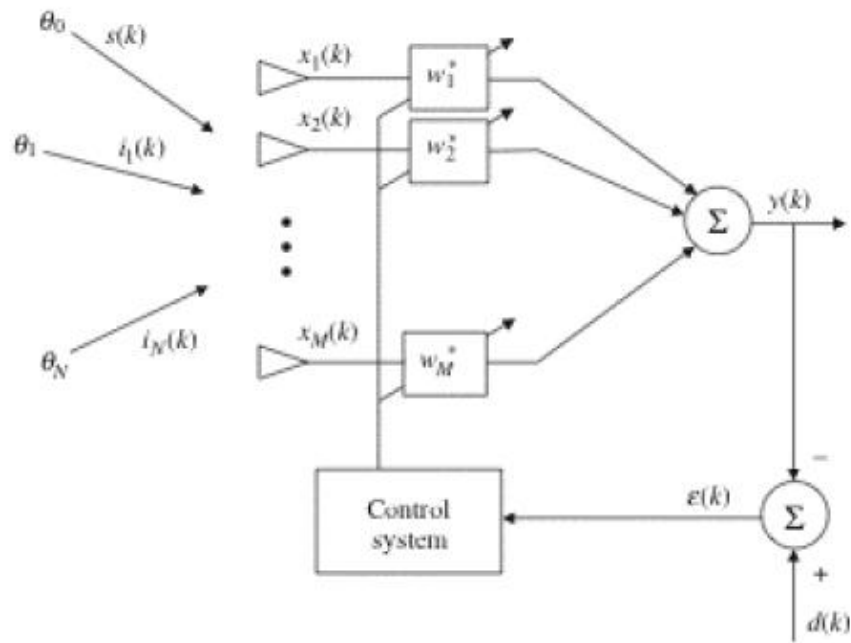


Figure V-1 : antenne adaptative (Modèle de les combinaisons optimum)

Le signal de sortie y est donné sous la forme :

$$y = w^T \cdot x \quad (\text{V.1})$$

Où l'indice supérieur T dénote transposé.

« w » est le vecteur des pondérations complexe donné par :

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_M \end{bmatrix} \quad (\text{V.2})$$

et le vecteur de signal complexe reçu « x » est donné par:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} \quad (\text{V.3})$$

Le signal reçu comprend le signal désiré, les signaux interférents et le bruit thermique. Ceci peut être exprimé par :

$$x = x_s + x_i + x_n \quad (\text{V.4})$$

Avec

$$x = a_0 s(k) + \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & \dots & a_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} + x_n \quad (\text{V.5})$$

Où

x_s est le vecteur du signal reçu désiré

x_j est le vecteur des signaux interférents

x_n est un bruit gaussien

a_i sont les M éléments du vecteur de direction pour chaque angle d'arrivée θ_i

N est le nombre d'interférences. En outre, laissez $s(k)$ et $i_j(k)$ être le signal désiré et les $j^{\text{ième}}$ signaux interférents comme ils sont transmis, respectivement, avec [Winters, 1984]

$$E[s^2] = 1 \quad (\text{V.6})$$

$$E[i^2] = 1 \quad \text{Pour } 1 \leq j \leq N. \quad (\text{V.7})$$

Le signal d'erreur $\varepsilon(k)$ est donné par

$$\varepsilon(k) = d(k) + y(k) \quad (\text{V.8})$$

Le signal $d(k)$ est le signal référence, il est presque identique au signal désiré $s(k)$ ou il est fortement corrélé avec $s(k)$ et non corrélé avec les signaux interférents $i(k)$, si $s(k)$ n'est pas totalement différent des autres signaux interférents $i(k)$ cette méthode ne fonctionnera pas correctement [Gross, 2005]. L'écriture de $y(k)$ comme somme de pondération des signaux d'entrée (V.8) devient

$$\varepsilon(k) = d(k) + w^T x(k) \quad (\text{V.9})$$

La valeur absolue carrée de $\varepsilon(k)$ est :

$$|\varepsilon(k)|^2 = |d(k)|^2 + 2d(k)w^T x(k) + w^T x(k)x^T(k)w \quad (\text{V.10})$$

L'espérance des valeurs prévues de $|\varepsilon(k)|^2$ est donnée par :

$$E\left[|\varepsilon(k)|^2\right] = E\left[|d|^2\right] + 2w^T r + w^T R_{xx} w \quad (\text{V.11})$$

Où les corrélations suivantes sont définies

$$r = E\left[d^* . x\right] = E\left[d^* . (x_s + x_i + x_n)\right] \quad (\text{V.12})$$

$$R_{xx} = E\left[x . x^t\right] = R_{ss} + R_{uu} \quad (\text{V.13})$$

$$R_{ss} = E\left[x_s . x_s^t\right] = E\left[|s|^2\right] a_0 . a_0^t \quad (\text{V.14})$$

$$R_{uu} = R_{ii} + R_{mm} \quad (\text{V.15})$$

En assumant que le bruit et les signaux interférents sont non corrélatifs, on aura :

$$R_{xx} = a_0 a_0^T + \sigma^2 I + \sum_{j=1}^L E\left[a_j a_j^T\right] \quad (\text{V.16})$$

Où σ^2 est la puissance de bruit et I est la matrice d'identité.

L'expression de l'équation (V.11) est une fonction quadratique du vecteur de pondérations w . cette fonction est parfois appelée la surface de performance ou la fonction de coût et elle est sous forme d'une surface quadratique de M dimension. Comme la pondération optimale est celle qui minimise l'EQM, l'extremum est le minimum de cette fonction [Gross. F, 2005]. Un exemple trivial est donné pour un réseau à deux éléments qui produit une surface à deux dimensions comme représenté dans la figure V-2

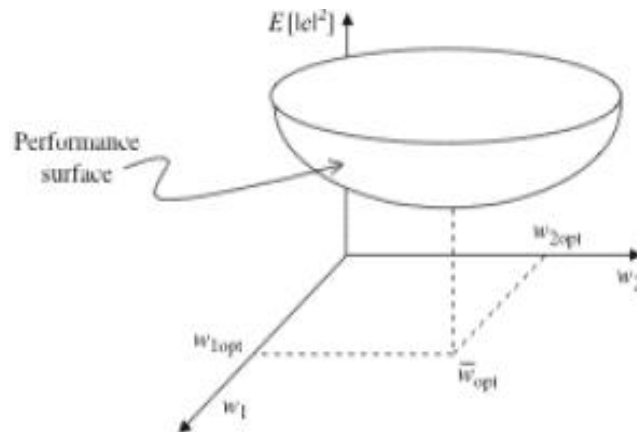


Figure V-2 : surface quadratique

En général, pour un nombre arbitraire de pondérations, nous pouvons trouver la valeur minimum en prenant le gradient de l'EQM à l'égard des vecteurs de pondérations et l'assimilant à zéro [Gross, 2005]. Donc, l'équation de Wiener est donnée comme

$$\nabla_w (E \|\varepsilon(k)\|^2) = -2r + 2R_{xx}w = 0 \quad (\text{V.17})$$

Donc le choix optimum pour des pondérations doit satisfaire

$$w = R_{xx}^{-1}r \quad (\text{V.18})$$

Où l'indice supérieur - 1 dénote l'inverse de la matrice. Dans le cas optimal où la corrélation croisée entre les signaux désirés, interférents, et le bruit est égal à zéro, alors

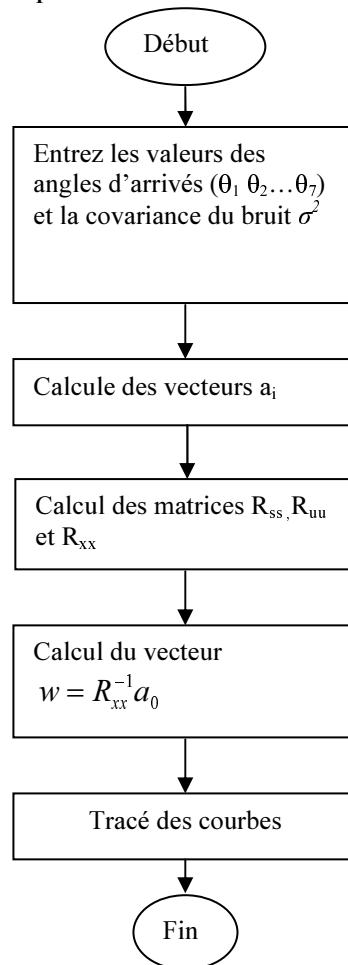
$$r \propto a_0 \quad (\text{V.19})$$

Donc on peut écrire l'équation de pondérations optimales :

$$w = R_{xx}^{-1}a_0 \quad (\text{V.20})$$

V.3 Organigramme

Toutes les démarches à suivre peuvent se résumer comme suit :

**Figure V-3 : organigramme de notre modèle d'antenne**

V.4 implémentation et résultats :

La méthode de l'adaptation d'un réseau d'antennes par les combinaisons optimum a été programmée sous Matlab. Nous avons considéré un réseau d'antennes imprimées rectiligne à 7 éléments espacés uniformément de $\lambda/2$ et $\sigma^2=0.001$.

La fonction du champ électrique dans le plan E

$$E(\theta) = \frac{jk\eta I_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-jkr} \left[1 + e^{j(kd \sin\theta)} + e^{j2(kd \sin\theta)} + e^{j3(kd \sin\theta)} + e^{j4(kd \sin\theta)} + e^{j5(kd \sin\theta)} + e^{j6(kd \sin\theta)} \right] \quad (\text{V.21})$$

Donc la fonction du facteur de réseau sera

$$AF = 1 + e^{j(kd \sin\theta)} + e^{j2(kd \sin\theta)} + e^{j3(kd \sin\theta)} + e^{j4(kd \sin\theta)} + e^{j5(kd \sin\theta)} + e^{j6(kd \sin\theta)} \quad (\text{V.22})$$

La Figure V-4 représente une fenêtre qui permet la saisie des données, pour tracer les courbes on doit sélectionner le nombre d'interférences puis d'intégrer les angles d'arrivée des signaux et la covariance du bruit gaussien

Figure V-4 : Fenêtre d'acquisitions des données

Le réseau d'antennes est d'abord alimenté uniformément en phase et en amplitude, le diagramme de rayonnement du facteur de réseau dans le plan E est représenté par la figure V-5.

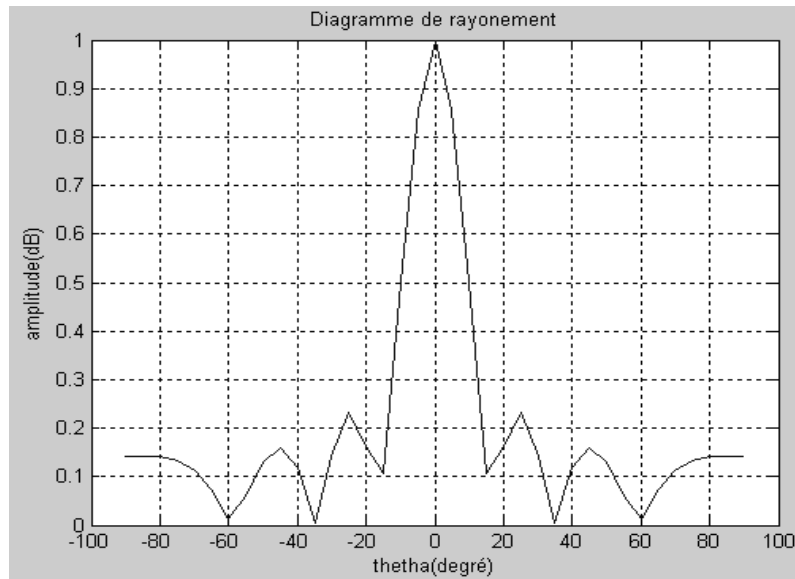


Figure V-5 : Diagramme de rayonnement non adapté d'un réseau rectiligne à 7 éléments dans le plan E.

En présence d'une interférence localisée à la direction 15° , Le diagramme de rayonnement adapté du facteur de réseau dans le plan E par les combinaisons optimum est présenté par la figure V-6.

Dans cette figure, nous remarquons que le diagramme de rayonnement ne subit qu'une légère dégradation et la réjection est systématiquement dans la direction de l'interférence l'amplitude égale zéro à 15° .

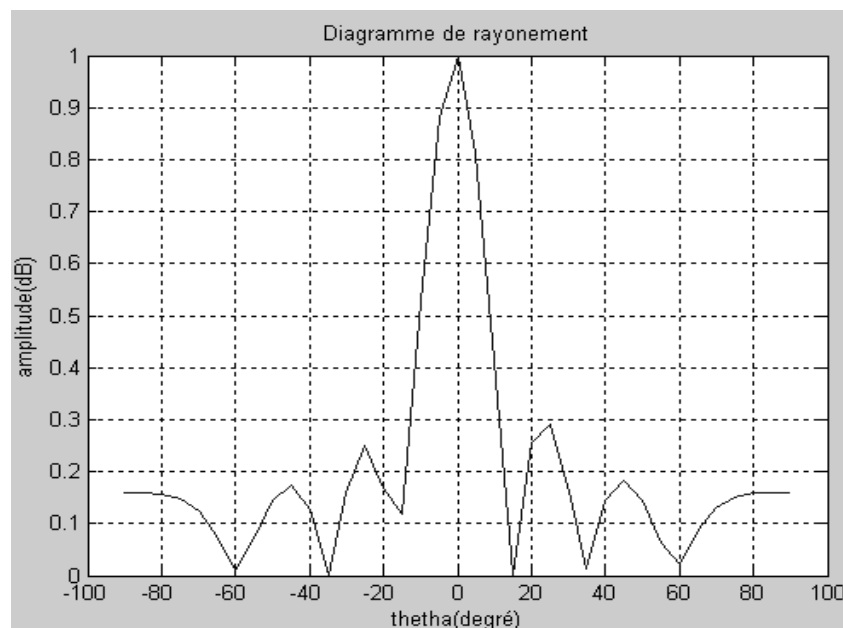


Figure V-6 : Rejection d'une interférence à 15°

Dans le cas de réjection suivante, on a deux interférences localisées à -20° et 40° , et le signal utile localisé à 20° . Le diagramme de rayonnement du facteur de réseau dans le plan E adapté par les combinaisons optimum est présenté par la figure V-7.

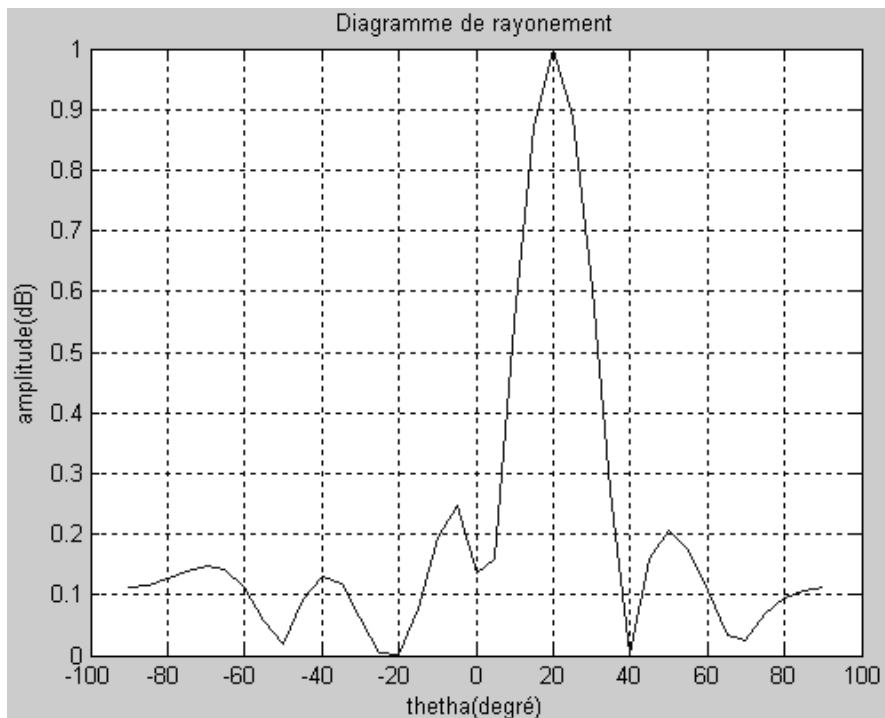
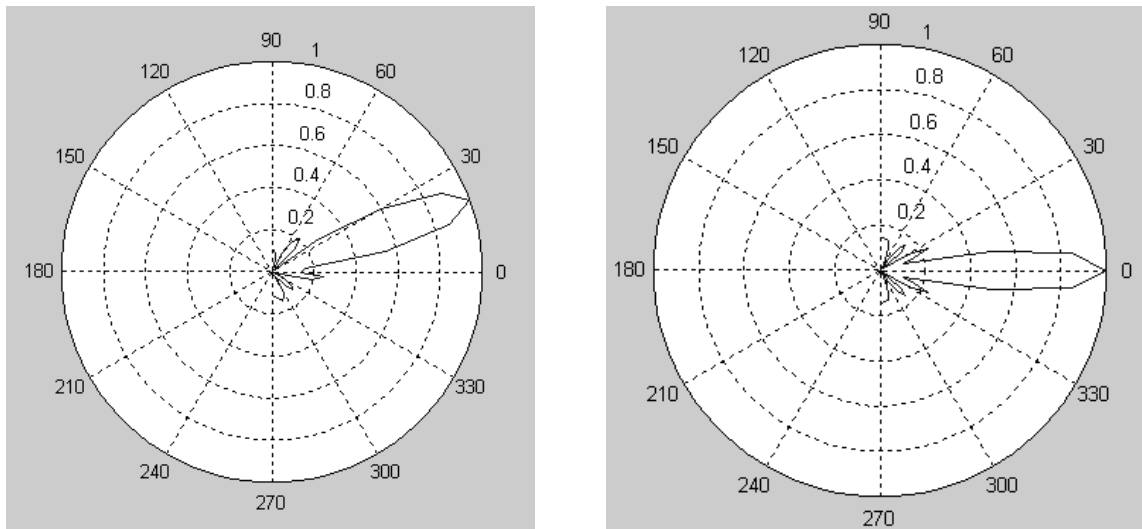


Figure V-7 : Réjection d'une interférence à -20° et 40°

Dans cette figure, nous remarquons que le diagramme de rayonnement ne subit qu'une légère dégradation et le lobe principal est déplacé vers la direction du signal utile (20°). La réjection est systématiquement dans la direction des interférences (des angles -20° et 40°).

La figure V-8 représente le diagramme de rayonnement du facteur de réseau dans le plan E en coordonnées polaires. Dans la partie *a*, on peut bien voir le déplacement du lobe principal vers la direction du signal utile à 20° comparé à la partie *b* dans le signal utile est à 0° . De même, le diagramme est mis à zéro dans la direction des interférences -20° et 40° .



a) Diagramme de rayonnement en coordonnée polaires adapté, signal utile dans la direction de 20° avec deux interférences localisées à -20° et 40°

b) Diagramme de rayonnement en coordonnée polaires non adapté, signal utile dans la direction de 0°

Figure V-8 : Diagramme de rayonnement en coordonnée polaires

Dans le cas de quatre interférences localisées à $-75^\circ, -30^\circ, 45^\circ$ et 80° , le signal utile localisé à 25° . Le diagramme de rayonnement du facteur de réseau dans le plan E adapté par les combinaisons optimum est présenté par la figure V-9.

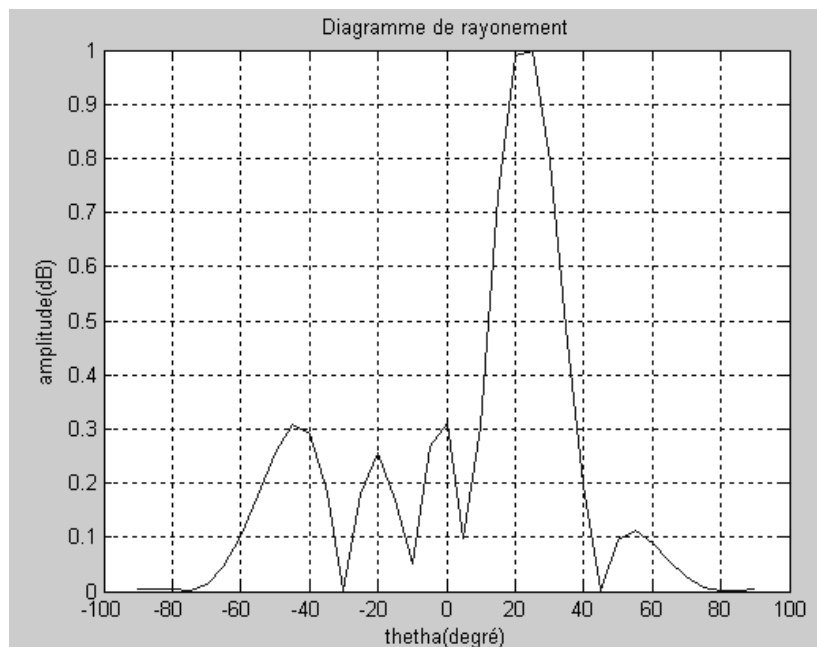


Figure V-9 : Rejection d'une interférence à $-75^\circ, -30^\circ, 45^\circ$ et 80°

Dans cette figure, le lobe principale est déplacé vers la direction du signal utile (25°). La réjection est systématiquement dans la direction des interférences (des angles $-75^\circ, -30^\circ, 45^\circ$ et 80°).

La figure V-10 représente le diagramme de rayonnement du facteur de réseau dans le plan E en coordonnée polaires. On peut bien voir le déplacement du lobe principale vers la direction du signal utile à 25° . De même, le diagramme est mis à zéro dans la direction des interférences.

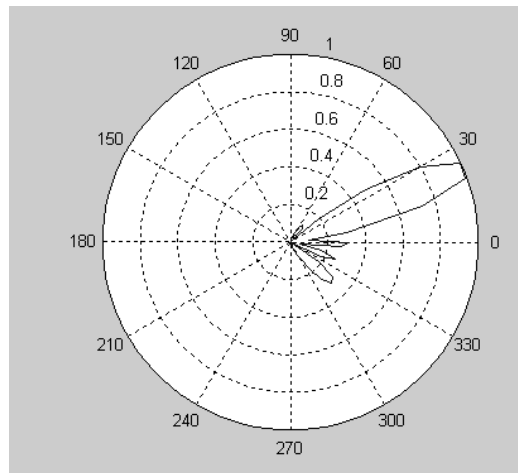


Figure V-10 : Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires, interférence à $-75^\circ, -30^\circ, 45^\circ$ et 80°

Un cas de sept interférences localisées à $-75^\circ, -55^\circ, 45^\circ, 10^\circ, 25^\circ$ et 80° , et le signal utile est localisé à -20° . Le diagramme de rayonnement du facteur de réseau dans le plan E adapté par les combinaisons optimum est présenté par la figure V-11.

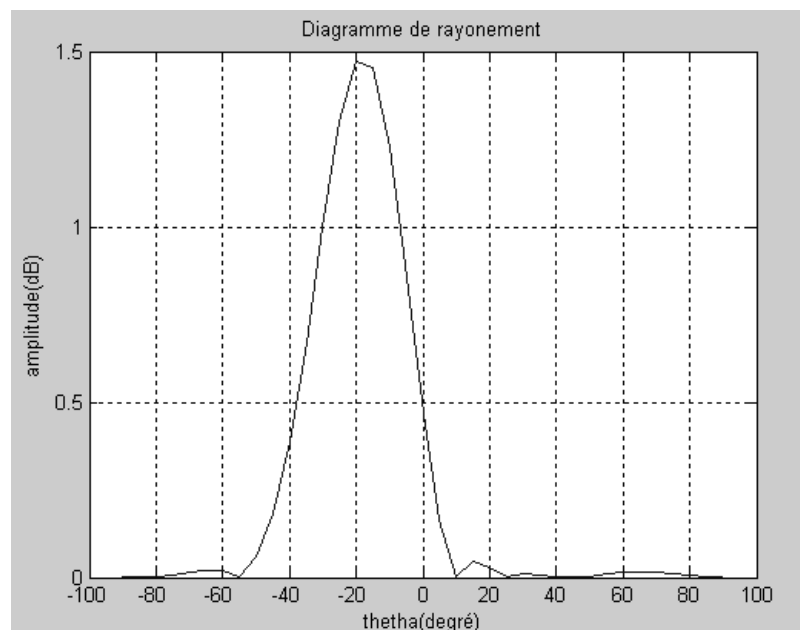


Figure V-11 : Rejection d'une interférence à $-75^\circ, -55^\circ, 45^\circ, 10^\circ, 25^\circ$ et 80° ,

Dans cette figure, le lobe principale est déplacé vers la direction du signal utile (-20°). La réjection est systématiquement dans la direction des interférences

La figure V-12 représente le diagramme de rayonnement du facteur de réseau dans le plan E en coordonnées polaires. On peut bien voir le déplacement du lobe principale vers la direction du signal utile a -20° . Aussi, le diagramme est mis à zéro dans la direction des interférences.

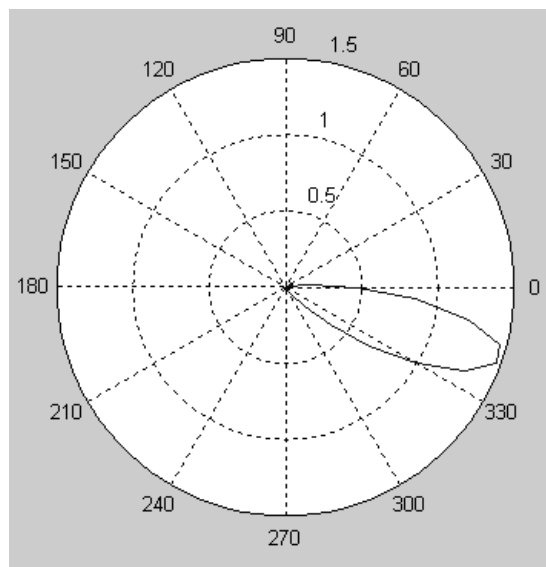


Figure V-12 : Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires, interférence à $-75^\circ, -55^\circ, 45^\circ, 10^\circ, 25^\circ$ et 80° ,

V.5. Conclusion :

Nous venons de montrer comment fonctionne une antenne adaptative. Des exemples de simulations ont été présentés dans le but de minimiser les interférences et d'écarter le signal utile des signaux interférents. On voit bien que les antennes adaptatives présentent un bon moyen pour lutter contre les interférences.

Les systèmes de télécommunication peuvent être soumis à des perturbations électromagnétiques plus ou moins agressives dépendant de l'environnement du système. On est, donc, appelé à cerner l'interaction de ces champs avec l'environnement. Les ondes radio se propagent dans un environnement ouvert où des phénomènes comme les interférences surviennent localement. Ce comportement aléatoire limite les performances du système GSM que ce soit en termes de portée de communication ou bien de qualité de transmission.

Le but de ce travail est de maîtriser les aspects de la compatibilité électromagnétique, d'identifier les sources de nuisances électromagnétiques qui empêchent le bon fonctionnement d'un équipement puis d'arriver à une meilleure caractérisation des perturbations électromagnétiques induites sur une antenne GSM. La démarche choisie, s'appuie donc sur le développement de modèles numériques.

Une étude des différentes méthodes qui diminuent les perturbations et assure la compatibilité électromagnétique telles que les méthodes de diversité (la diversité d'espace, de polarisation, de modèle, de fréquence, de temps) et les techniques des combinaisons d'antenne (Combinaison commutée, de sélection, de rapport maximum, de gain égale, d'optimum) a été effectuée.

Nous avons développé dans ce travail un modèle qui permet de faire face aux interférences d'antenne à partir de la combinaison d'optimum qui permet de réduire le plus possible les perturbations électromagnétiques.

Les difficultés rencontrées lors de l'élaboration de ce travail sont liées notamment au manque de documentation, la non disponibilité des données afin de mieux caractériser les interférences.

Comme travail en perspective, nous envisageons de s'intéresser au problème de mesure des signaux interférents (soit leurs amplitudes ou leurs phases) afin de pouvoir les identifier puis les éliminer.

Akdagli A. and al, 2002: Array pattern nulling by phase and position perturbations with the use of a modified tabu search algorithm. Turk J Elec Engin, Vol.10, N°3.

Cellmer Jean, 1998 : Réseau cellulaires, Techniques de l'ingénieur E 7 364, 10 nov.

Cuvillier J, 2003 : Cours de CEM notions élémentaires, IUT de Nantes

David K et Benkner T 1996 : Digitale Mobilfunkssysteme, B. G. Teubner Stuttgart

ETSI-GSM, 1997: recommandation GSM 05.10, Version 5.0.0.

European Standard (Telecommunications series), 2000: Digital cellular telecommunications system, ETSI EN 302 408 V8.0.1.

Gross, Frank B. 2005: Smart Antenna for Wireless Communication, McGraw-Hill.

Degauque, P, Hamelin, J, 1990 : "Compatibilité électromagnétique" édition Dunod.

Delaballe Jacques, 2001 : La CEM, la compatibilité, Cahier technique n° 149, Schneider Electric, CT 149(e).

Demoulin. C, Van droogenbroeck. M, 2004: Principes de base du fonctionnement du réseau GSM. Revue de l'AIM, pages 3–18, N04.

Kaveh Pahlavan & Allen H. Levesque, 2005: wireless information networks (Second dition).
Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey
Published simultaneously in Canada.

Mehrotra A, 1997: GSM System Engineering – 2. printing, The Artech House mobile communications series, Boston.

Merlin Gerin, 2008 : Manuel didactique « Compatibilité électromagnétique », Université de Sherbrooke, département de génie électrique et de génie informatique, groupe Schneider, Sherbrooke, Canada.

Parson J. D. 1992: The Mobile Propagation Channel, London, Great Britain, First Edition Pentech Press.

Pinson, G, 2005: Physique Appliquée CEM, General Institute in Theory, Analysis and Systems Survey, A15, ISBN 2-9520781-0-6

Richard C. Johnson, 1993: Antenna engineering handbook third edition McGraw-Hill

Roucan Alain, 2004 : Compatibilité électromagnétique Académie de Paris, Créteil, Versailles, Sciences & Techniques industrielles.

Sklar Bernard, 1997: Communications Engineering Services Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization, IEEE Communications Magazine.

Steele R. 1992: Mobile Radio Communications, London Pentech Press.

Thomson. S. 1996: Wireless Communications Principles and Practice, IEEE Press

Widrow B. and al, 1985: Adaptive signal processing. Prentice Hall, Upper Saddle River, USA.

William C.Y.Lee. 1993: Mobile Communication Designs Fundamentals, 2nd Edition, Wiley sereisin telecommunications, John Wiley & Sons, Inc., 605 Third Avenue, New York

Bibliographie

William C.Y.Lee, 2006: wireless and celluler telecommunications Third Edition McGRAW-HILL

Winters J.H. 1998: Smart antennas for wireless systems. IEEE Personal Communications, vol. 5, pp. 23-27.

Winters J.H. 1984: Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochanel Interference IEEE transactions on vehicular technology, vol. no. 3.

<http://ccnga.uwaterloo.ca/~jscouria/GSM/gsmreport.html>

<http://www.gsm.org>

www.juliendelmas.com

<http://www.louis-armand-mulhouse.eu/btsse/acrobat-cours/gsm.pdf>

<http://www.licm.sciences.univ-metz.fr/IMG/pdf/chapitreGSM.pdf>

http://www.pagesperso-orange.fr/olivier.maurice/cours/cours_3_3f.pdf

<http://www.ulg.ac.be/sciences>
