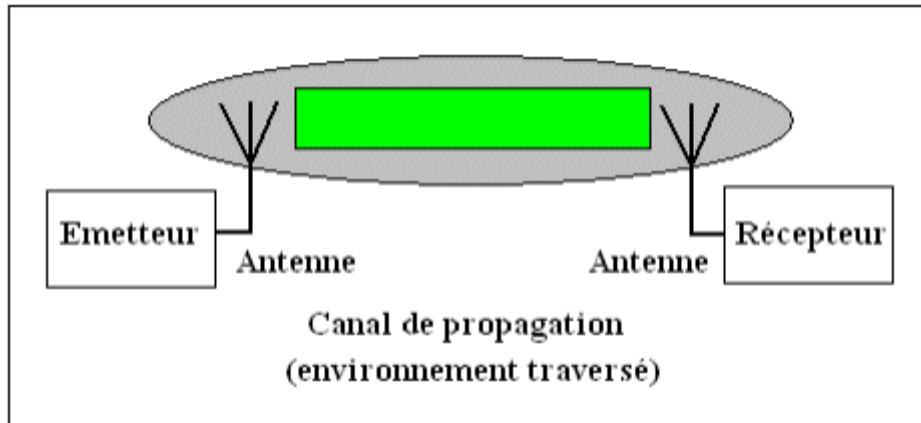


Chapitre 1 : Le faisceau hertzien



Le faisceau hertzien est constitué :

- D'un conducteur (antenne) alimenté en courant haute fréquence et qui rayonne une énergie pouvant être recueillie par un autre conducteur.
- D'une liaison entre les deux entités et qui s'effectue sans support physique (propagation dans le vide à la vitesse de la lumière)

Intérêts et inconvénients

Le principal avantage des liaisons hertziennes est qu'elles ne nécessitent aucun support physique entre l'émetteur et le récepteur. Elles sont donc le moyen de communication idéal pour les liaisons avec les objets mobiles : piétons, automobiles, bateaux, trains, avions, fusées, satellites, etc.. Les liaisons hertziennes sont intéressantes dans le cas de la diffusion (radio diffusion et télédiffusion), où un seul émetteur transmet la même information à plusieurs récepteurs. En effet, pour couvrir une ville, il est plus simple et moins cher d'installer un émetteur et une antenne chez chaque particulier, plutôt que de relier par câble chaque particulier !

Comment garantir la confidentialité de transmission entre l'émetteur et le récepteur ? N'importe quel «espion» peut intercepter une communication puisque l'information est transmise en «espace libre». Cet inconvénient peut être corrigé en effectuant un cryptage de l'information entre l'émetteur et le récepteur

Comment transmettre par liaison hertzienne?

L'information à transmettre est généralement un signal «basse fréquence» : voix, musique, signal vidéo, informations numériques. Le canal hertzien a une atténuation qui varie fortement avec la fréquence, sa bande passante est forcément réduite. Pour transmettre correctement un message par voie hertzienne, il est nécessaire que la bande de fréquence occupée par le signal soit faible devant la fréquence du signal émis.

Le spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique est une ressource rare, son utilisation est réglementée : n'importe qui ne peut pas émettre n'importe comment. Chaque système de transmission radio dispose d'une certaine bande de fréquence qui lui est allouée. Le tableau suivant indique les désignations, les fréquences, les longueurs d'ondes et les applications des ondes radiofréquences et des micro-ondes.

Désignation internationale	Fréquence	Longueur d'onde	Applications
ELF (extremely low frequency)	3 Hz à 30 Hz	100000 km à 10000 km	Détection de phénomènes naturels
SLF (super low frequency)	30 Hz à 300 Hz	10000 km à 1000 km	Communication avec les sous-marins
ULF (ultra low frequency)	300 Hz à 3000 Hz	1000 km à 100 km	Détection de phénomènes naturels
VLF (very low frequency)	3 Hz à 30 kHz	100 km à 10 km	Communication avec les sous-marins, implants médicaux
LF (low frequency)	30 kHz à 300 kHz	10 km à 1 km	Radionavigation, radiodiffusion GO (Grandes Ondes)
MF (medium frequency)	300 kHz à 3 MHz	1 km à 100 m	Radio AM, appareils de recherche de victimes d'avalanches
HF (high frequency)	3 MHz à 30 MHz	100 m à 10 m	CB, radioamateurs...
VHF (very high frequency)	30 MHz à 300 MHz	10 m à 1 m	Radio FM, aéronautique, maritime...
UHF (ultra high frequency)	300 MHz à 3 GHz	1m à 10 cm	Télévision terrestre, GSM, Wi-Fi
SHF (super high frequency)	3 GHz à 30 GHz	10 cm à 1 cm	Télévision par satellite, faisceaux hertziens...
EHF (extremely high frequency)	30 GHz à 300 GHz	1cm à 1mm	Radioastronomie, liaisons par satellites

L'attribution des fréquences s'effectue dans le cadre d'organismes internationaux en particulier la Conférence Mondiale des Radiocommunications (CMR) et l'Union Internationale des Télécommunications (UIT).

Les unités courantes en télécommunication.

La puissance s'exprime en Watt, mais pour l'aspect technique le dB n'est pas dénué d'intérêt ! Pour exprimer la puissance grâce au dB il faut définir une puissance de référence (le W ou le mW) , ce qui donne les unités courantes dans le domaine des Radiocommunication : le dBm et le dBW.

$$\text{dBm} = 10 \log_{10} (P/1\text{mW})$$

$$\text{dBW} = 10 \log_{10} (P/1\text{W})$$

Utilisation du décibel

Intérêt du décibel

Les techniciens et ingénieurs qui travaillent dans les télécommunications et à fortiori dans les radiocommunications utilisent le décibel (dB) très fréquemment et sous toutes ses variantes : dB, dBm, dBi, dBμV, etc..

Les mauvaises langues racontent que c'est parce qu'il ne savent faire que des additions et pas des multiplications ! Le décibel permet en effet de simplifier les calculs en transformant des produits de grandeurs en somme de leurs logarithmes. Il permettent aussi de représenter plus simplement des grandeurs qui varient dans une très grande dynamique.

Rapport de puissance en dB

Si P_2 et P_1 sont deux puissances, le rapport en décibel de P_2 sur P_1 s'écrit :

$$\left(\frac{P_2}{P_1}\right)_{\text{dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1}\right)$$

\log_{10} : logarithme décimal ne pas confondre avec \ln : logarithme népérien.

Exemple d'application : gain d'un amplificateur.

Le gain en puissance d'un amplificateur est le rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée, on l'exprime souvent en dB

$$G_{\text{dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{\text{SORTIE}}}{P_{\text{ENTREE}}} \right)$$

Exercice

Q.1) On injecte à l'entrée d'un amplificateur une puissance $P_1 = 10 \text{ mW}$, on obtient en sortie une puissance $P_2 = 200 \text{ mW}$. Calculer le gain en dB de l'amplificateur.

Q.2) Un amplificateur à un gain de 18 dB, calculer P_2 en sortie si $P_1 = 1 \text{ mW}$

Rapport de courant ou de tension en dB

La puissance électrique d'un signal étant proportionnelle au carré de la tension ou du courant, ($P = R \cdot I^2 = V^2 / R$), le rapport de deux puissances peut s'exprimer en fonction du rapport des tensions ou des courants :

$$\left(\frac{P_2}{P_1}\right)_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_2}{P_1}\right) = 10 \cdot \log \left(\frac{V_2^2}{R} \cdot \frac{R}{V_1^2}\right) = 10 \cdot \log \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 = 20 \cdot \log \left(\frac{V_2}{V_1}\right)$$

Généralités sur les antennes

L'antenne a un rôle très important dans les liaisons hertziennes : elle assure l'interface entre le circuit électrique et le milieu de propagation.

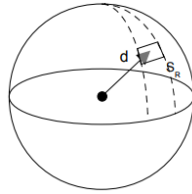
Une antenne est un dispositif réciproque :

En émission, l'antenne reçoit un courant et une tension, elle génère un champ électrique et un champ magnétique.

En réception, l'antenne reçoit un champ électrique et un champ magnétique, elle génère une tension et un courant.

Une antenne idéale : l'antenne isotrope

Une antenne isotrope n'existe pas, mais elle permet de définir les caractéristiques des antennes réelles. Une antenne isotrope est une antenne qui, alimentée par la puissance P_E , rayonnerait cette puissance avec la même intensité dans toutes les directions. A la distance d , toute la puissance est répartie sur la surface de la sphère. La surface de la sphère est : $S_{\text{SPHERE}} = 4 \cdot \pi \cdot d^2$



La densité surfacique de puissance p , c'est-à-dire la puissance par unité de surface, soit le nombre de W par m^2 s'écrira :

$$P_{(W/m^2)} = \frac{P_E}{4\pi \cdot d^2}$$

Propagation radio mobile:

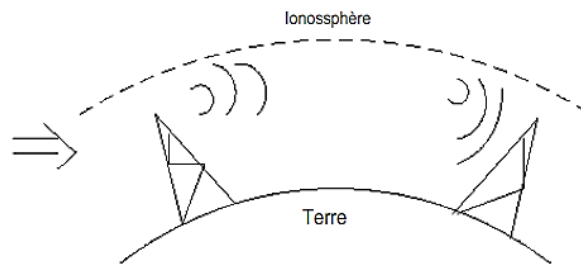
La propagation radio peut être en espace libre ou en canal multi trajets. Pour le premier cas, l'étude du phénomène de propagation est simple et la détermination du niveau du signal reçu est facile. Mais dans le cas du système mobile généralement nous ne discutons pas de propagation en espace libre, vu la mobilité du récepteur qui se trouve dans la plupart du temps encaissé dans des bâtiments. A cet effet, et puisque nous nous intéressons dans ce projet à la communication radio mobile, il est nécessaire d'illustrer les caractéristiques et les problèmes de la propagation à trajets multiples.

TYPES DE LIAISONS RADIOELECTRIQUES

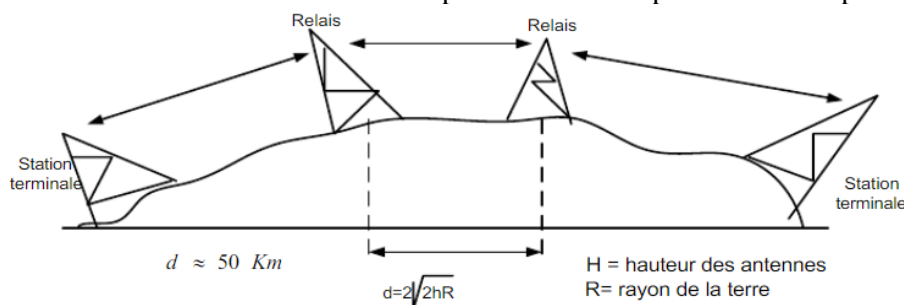
Liaison : communication bidirectionnelle entre deux points en vues chacun équipé d'un émetteur et d'un récepteur, généralement en visibilité.

Exceptionnellement, une liaison peut s'établir en Utilisant la réflexion et la diffusion par l'ionosphère (haute atmosphère : 70 à 1000 Km d'altitude) dans la bande des ondes courtes (3 à 25MHz)

On obtient une liaison transhorizon de très longue portée, mais de faible capacité.

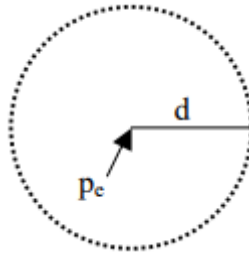


Une liaison peut s'établir en visibilité directe entre plusieurs stations portées sur des points hauts.



Propagation en espace libre

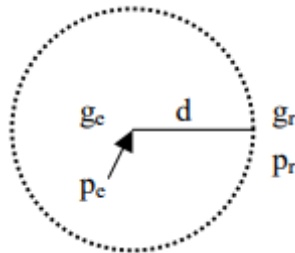
On considère sur un trajet dégagé une source émettrice de puissance P_e (watt), couplée à une antenne isotrope. A la distance d , P_e est répartie uniformément sur une sphère de surface $4\pi d^2$, ce qui représente une densité de puissance de $P_e / 4\pi d^2$ W/m².



Une antenne à la distance d , de surface équivalente S_{eq} , va capter la puissance: $P_r = (P_e / 4\pi d^2) \cdot S_{eq}$

Si on remplace S_{eq} par sa valeur tirée de la relation liant gain, surface équivalente et fréquence :

$$G = 4\pi S_{eq} / \lambda^2$$



D'où : $P_r = P_e \cdot G_r \cdot (\lambda / 4\pi d)^2$

Enfin, si l'antenne d'émission n'est pas isotrope mais présente un gain G_e , la puissance délivrée à la sortie de l'antenne de réception est :

$$P_r = P_e \cdot G_r \cdot G_e \cdot (\lambda / 4\pi d)^2$$

soit en dB :

$$P_r = P_e + G_e + G_r - 20 \log (4\pi d / \lambda)$$

La quantité $A_0 = 20 \log (4\pi d / \lambda)$ est l'affaiblissement de propagation en espace libre entre antennes isotropes que l'on peut aussi exprimer en fonction de la fréquence par :

$$A_0 = 92.4 + 20 \log F + 20 \log(d)$$

PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente)

La puissance isotrope rayonnée équivalente ou PIRE est définie comme la puissance nécessaire à fournir à une antenne isotrope pour obtenir la même puissance que celle fournie par l'antenne considérée et dans la direction considérée

La PIRE est donnée par le produit de la puissance P fournie à l'antenne par le gain isotrope G :

$$\text{PIRE (dBm)} = P + G$$

Dans le cas général, c'est la direction principale de l'antenne dans laquelle le rayonnement est maximal qui est prise en compte pour déterminer la portée d'une antenne.

Dans ce cas la valeur de la PIRE sera :

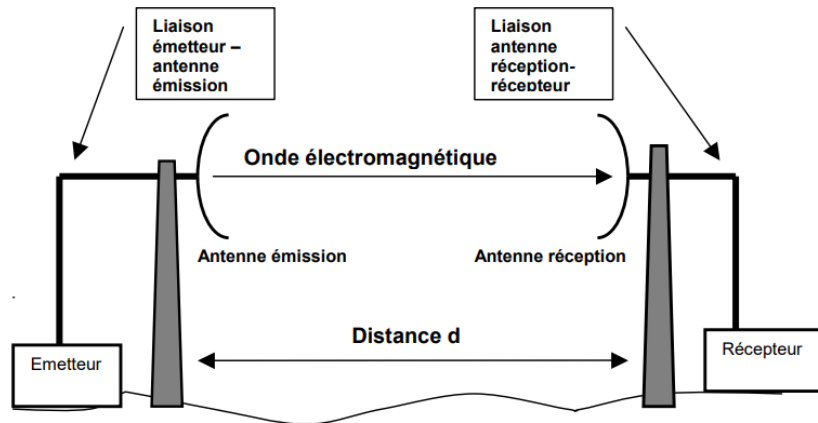
$$\text{PIRE} = P + G_{\text{Max}} \text{ (dB)}$$

Bilan de liaison

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

Schéma de principe d'une liaison hertzienne

Le schéma de principe d'une liaison hertzienne est dans le cas général le suivant :



Emetteur : Il est caractérisé par sa puissance émise P_E . Ici P_E sera exprimée en dBm ou dBW. Ordre de grandeur : de quelques mW (0dBm) à plusieurs kW (> 30dBW).

Liaison émetteur- antenne émission : elle est généralement réalisée en câble coaxial. A plus haute fréquence (> quelques GHz), elle peut être réalisée en guide d'onde. Elle est caractérisée par son atténuation L_E , exprimée en dB. Dans les petits systèmes, où tout est intégré (WiFi, téléphone mobile, etc..) cette liaison n'existe pas ($L_E = 0$ dB) Antenne émission : Elle est caractérisée par son Gain d'antenne G_E , exprimé en dBi.

Antenne émission : Elle est caractérisée par son Gain d'antenne G_E , exprimé en dBi

Distance d : c'est la distance entre l'émetteur et le récepteur. On peut montrer (à partir du calcul de la sphère de l'antenne isotrope et de la définition du gain d'antenne), que la distance entre l'émetteur et le récepteur, introduit une atténuation A_{EL} (pour atténuation en espace libre) égale à :

$$A_{EL} = 20 \cdot \log \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda} \right)$$

Cette grandeur est exprimée en dB.

Liaison antenne réception- récepteur : comme la liaison émetteur-antenne émission, la liaison antenne réception-récepteur est caractérisée par l'atténuation L_R , exprimée en dB.

Antenne réception : Elle est caractérisée par son gain d'antenne G_R , exprimé en dBi.

Récepteur : Le paramètre qui nous intéresse ici est P_R , puissance reçue par le récepteur. Elle est généralement exprimée en dBm.

Expression de la puissance reçue

Pour déterminer P_R , la puissance reçue par le récepteur, il suffit en partant de P_E de retrancher toutes les sources d'atténuation du signal et d'ajouter les gains d'antenne. On obtient ainsi :

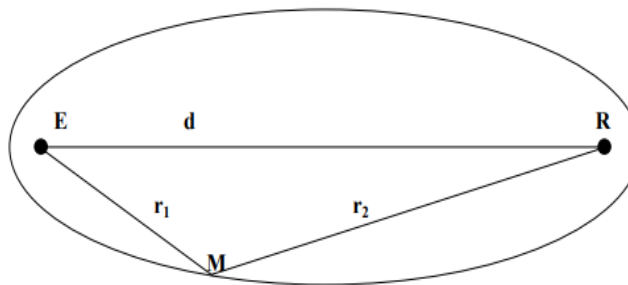
$$P_R = P_E - L_E + G_E - A_{EL} + G_R - L_R$$

Remarques :

- le terme $P_E - L_E + G_E$ correspond à la PIRE, au niveau de l'antenne d'émission.
- L_E et L_R sont nuls si l'émetteur et le récepteur sont reliés directement à leurs antennes.

Les limites de l'espace libre. L'ellipsoïde de Fresnel.

Lorsqu'un obstacle réfléchissant est au voisinage de la ligne qui joint les deux antennes, il faut tenir compte des trajets réfléchis. Dans le cas simpliste d'un seul trajet réfléchi, le récepteur cumule l'onde d'amplitude $E_0 \cos(\omega t - kd)$ et l'onde $E_0 \cos(\omega t - kr)$. Avec $k = 2\pi / \lambda$ et avec d distance directe et r distance avec réflexion. Si les deux contributions arrivent en opposition de phase, le champ reçu est nul, ce qui se produit pour $r = d + \lambda / 2$. Le concepteur doit donc rejeter tout obstacle au delà de l'espace défini par cette relation.



L'espace limité par la relation définit un ellipsoïde de révolution dont les foyers E et R sont les antennes : $r_1 + r_2 = r = d_1 + d_2 + \lambda / 2 = d + \lambda / 2 = \text{constante}$. On trouve immédiatement (Pythagore) que le rayon de l'ellipsoïde vaut $(d_1 d_2 \lambda / d_1 + d_2)^{0.5}$. On admet que tant que l'ellipsoïde de Fresnel ne contient pas d'obstacle les lois de l'espace libre sont applicables. Pour les faisceaux hertziens terrestres la présence du sol fait apparaître l'ellipsoïde de Fresnel.

A partir de quelle distance peut on utiliser les relations d'espace libre ?

Autour d'une source de rayonnement il existe deux zones proches où le champ n'est pas décrit simplement :

La Zone de Rayleigh ou zone de champ proche, où la densité surfacique de puissance est à peu près constante mais difficilement calculable:

$$d < D^2 / 2 \lambda.$$

La zone de Fresnel ou zone intermédiaire, avec une densité surfacique de puissance très fluctuante : $D^2 / 2 \lambda < d < 2 D^2 / \lambda$.

Et enfin la zone de Fraunhofer ou zone de champ lointain avec densité surfacique de puissance en d^{-2} , ou règne l'onde plane :

$$d > 2 D^2 / \lambda.$$

C'est la région où les équations simples de l'espace libre sont utilisables.

Les causes de dégradation du signal radioélectrique reçu.

L'antenne capte un ensemble de signaux non souhaités (parasites) d'origine naturelle et d'origine artificielle. L'électronique qui traite le signal capté par l'antenne ajoute également des signaux non souhaités. Nous baptisons cet ensemble de signaux, qui s'ajoute au signal utile, par le terme "Bruit".

Sensibilité d'un récepteur

Nous nous contenterons ici d'en donner une définition et une signification pratique. Définition : La sensibilité d'un récepteur est l'amplitude du signal qu'il faut appliquer à son entrée pour obtenir à la sortie du démodulateur un rapport signal/bruit déterminé (transmission analogique) ou un taux d'erreur donné en transmission numérique (10^{-3} ou 10^{-6}).

Signification

C'est la puissance minimale en dessous de laquelle la qualité de la liaison est dégradée : taux d'erreur important en transmission numérique (« pixellisation » ou « figeage » de l'image en TV vidéo numérique).

Condition de bon fonctionnement d'une liaison hertzienne

Pour qu'une liaison hertzienne fonctionne correctement, il faut que la puissance reçue soit supérieure à la sensibilité du récepteur. De plus, on prendra généralement une marge (on essayera d'avoir des dB en plus) pour tenir compte des atténuations supplémentaires qui peuvent être dues à des réflexions multiples ou à la météo (pluie, neige, brouillard, etc..)

Les modèles de propagation pour ingénierie radio mobile

Les ondes électromagnétiques subissent en se propageant :

- Une réflexion
- Une réfraction
- Une diffraction
- Une absorption

Le modèle de propagation est une procédure essentielle au début de déploiement du réseau car elle permet des prédictions précises sur la couverture.

Catégories des modèles de propagation :

En se basant sur l'environnement radio, les modèles de prédiction peuvent être classés en deux principales catégories :

- Modèle Macro-cellule
- Modèle Micro-cellule

Modèle Macro-cellule

Les modèles Macro-cellules sont des modèles généralement fondés sur l'analyse des obstacles qui s'y trouvent (colline, forêt, etc.). Ils s'appuient généralement sur des données géographiques de type maillé de sol et de sursol. Une mise au point par ajustement de variables est opérée à l'aide de mesures expérimentales du fait de la pauvreté des informations géographiques fournies et de la simplicité des algorithmes de calcul. Ces modèles sont essentiellement destinés aux installateurs de réseaux mobiles en environnement rural. On distingue deux types de modèles.

Les modèles ruraux : Le modèle rural prend uniquement en compte la coupe de terrain verticale entre l'émetteur et le récepteur pour déterminer les affaiblissements et notamment ceux dus à la diffraction par les obstacles (sol et sursol).

Le modèle montagneux: Le modèle montagneux prend en compte, outre le trajet direct, les trajets réfléchis sur le flanc des montagnes

Modèle Micro-cellule :

Contrairement aux modèles statistiques Macro-cellules qui prédisent une couverture radio moyenne et pas très précise essentiellement en milieu ouvert, les modèles Micro-cellules essaient de prédire une zone de couverture moins étendue mais plus précise. Ces modèles sont essentiellement destinés aux installateurs de réseaux mobiles en environnement urbain ou semi-urbain.

Types des modèles de propagation :

On distingue alors trois grands types de modèles de prédiction de propagation des ondes radioélectriques:

- ☐ Les modèles empiriques.
- ☐ Les modèles semi-empiriques.
- ☐ Les modèles déterministes ou exacts.

Les modèles empiriques :

L'élaboration de ces modèles repose sur la collecte de données concernant des mesures. Par une analyse statistique de ces données on tire les équations donnant une valeur moyenne d'affaiblissement à une distance donnée.

Le modèle Okumura-Hata :

Le choix du modèle de propagation est un compromis entre la précision de la prévision et l'efficacité de calcul. C'est le modèle le plus utilisé. Il tient compte de la fréquence, de la radiosité, de la distance entre l'émetteur et le récepteur et de la hauteur de la station de base et du mobile.

Il prend en considération également la nature de l'environnement en qualifiant son degré d'urbanisation (Urbain, Suburbain ou Rural).

Pour un environnement urbain, l'affaiblissement de parcours (Path Loss) a pour expression :

$$L_0 = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(ht) - a(hm) + (44.9 - 6.55 \log(ht)) \log(d)$$

Avec

$$a(hm) = (1.1 \log(f) - 0.7) hm - (1.56 \log(f) - 0.8)$$

ht: Hauteur de l'antenne émettrice en m

hm: Hauteur de l'antenne du mobile en m

d : Distance en Km

Pour un environnement Suburbain, les pertes ont pour expression :

$$L_{su}(dB) = L_u - 2 \times \left(\log\left(\frac{f}{28}\right) \right)^2 - 5.4$$

Pour un environnement rural, les pertes ont pour expression :

$$L_r(dB) = L_u - 4.78 \times (\log(f))^2 + 18.33 \times (\log(f)) - 40.94$$

Le modèle Okumura-Hata a la plage de validité suivant:

Fréquence: 150 MHz ... 1500 MHz

Distance: 1 Km ... 30 km

Hauteur de l'antenne émettrice : 30 m ... 200 m

Hauteur de l'antenne mobile: 1 m ... 10 m

Modèle de COST 231-Hata :

Le modèle COST 231-Hata a les mêmes conditions que le modèle d'Okumara-Hata sauf qu'il est développé pour étendre l'utilisation de ce modèle pour les bandes de 1500 à 2000 MHz.

L'affaiblissement de parcours (Path Loss) est donné par l'expression suivante :

$$L_u(dB) = 46.3 + 33.9 \log(f) - 13.82 \log(H_b) - A(H_m) + C_M + (44.9 - 6.55 \log(H_b)) \times \log(d)$$

avec

- ✓ Petites et moyennes villes : $C_M = 0$ dB
- ✓ Grandes villes : $C_M = 3$ dB

d : distance (km)

f : fréquence de transmission (MHz)

H_b : Base Station Antenne hauteur effective (m)

H_m : hauteur d'antenne de station mobile efficace (m)

Ingénierie des Réseaux Mobile : Global System for Mobile communications

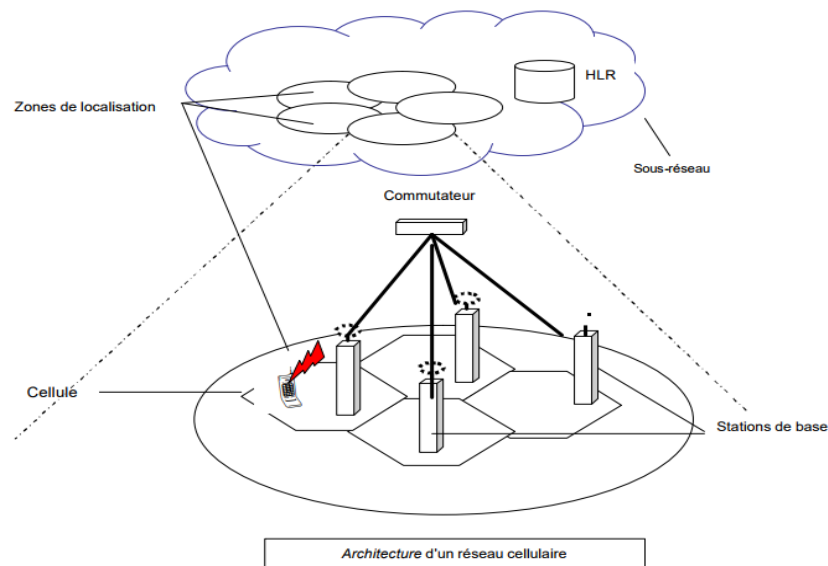
Introduction

Les équipements terminaux qui utilisent la voie hertzienne pour communiquer et qui peuvent se déplacer, forment des réseaux de mobiles. Ces réseaux constituent en fait un sous-ensemble de réseaux sans fil.

Un réseau de mobiles peut se définir par la fourniture à l'utilisateur d'au moins un des deux services caractéristiques de la mobilité : lui permettre de se déplacer à travers le réseau en conservant une même adresse et lui proposer un accès sans fil à l'information.

Les réseaux cellulaires Les premières expériences réalisées dans le domaine de la transmission sans fil consistaient à définir une zone de couverture relativement grande puis, à y installer une antenne relais, laquelle servait de point d'accès aux utilisateurs évoluant dans cette zone. Cette technique nécessitait une puissance d'émission importante, capable d'atteindre la périphérie de la couverture. La forte atténuation du signal au niveau de cette périphérie permettait de réutiliser les fréquences de l'antenne relais (exemple : le radio FM procède à cette technique, ce qui explique l'atténuation de la réception lorsqu'on s'éloigne de la station émettrice, et le brouillage perçu lorsqu'un véhicule traverse la frontière séparant deux stations). La propriété d'atténuation, caractéristique de l'interface radio, a permis de développer le concept cellulaire. Dans ce modèle, la zone de couverture est divisée en cellules, chaque cellule étant affectée à une bande de fréquences. Du fait de la rareté du spectre hertzien, cette bande de fréquences est étroite, d'où la faible capacité de l'ensemble du système. Pour faire face à l'augmentation croissante du nombre d'utilisateurs des réseaux cellulaires, il a fallu tout à la fois accroître la capacité du système, diminuer la dimension des cellules et installer un nombre plus important de relais. Par contre-coup, les antennes relais sont devenues plus petites, de façon à desservir des microcellules et à circonscrire les limitations de puissance d'émission du système. De petites antennes et une moindre puissance, de fait moins nuisible, conviennent au demeurant parfaitement à un environnement urbain. Les réseaux de communication cellulaires comportent 3 niveaux de hiérarchie :

- le sous-réseau : a la charge d'enregistrer le profil d'un abonné.
- La zone de couverture : regroupe l'ensemble des cellules.
- La station de base : dessert la cellule et assure la couverture radio



L'interface radio

L'interface radio Elle permet la connexion sans fil du terminal au réseau. Elle est constituée de mécanismes permettant l'émission et la réception de signaux de radiofréquence de manière efficace et sûre quelle que soit la manière de propagation.

Dans le système GSM/DCS, deux bandes de fréquences sont utilisées, l'une autour des 900 MHz et l'autre autour de 1,8 GHz.

Chaque bande est divisée en deux sous-bandes, servant l'une pour le transfert d'informations entre le mobile et la station de base (voie montante) , et l'autre pour la liaison entre la station de base et le mobile (voie descendante) :

bande EGSM étendue (bande de largeur totale 35 MHz)

- de 880 à 915 MHz du mobile vers la base
- de 925 à 960 MHz de la base vers le mobile - écart entre les deux fréquences 45 MHz
- 174 canaux espacés de 200 kHz f

bande DCS (bande de largeur totale 75 MHz)

- de 1710 à 1785 MHz du mobile vers la base
- de 1805 à 1880 MHz de la base vers le mobile
- écart entre les deux fréquences 95 MHz
- 374 canaux espacés de 200 kHz

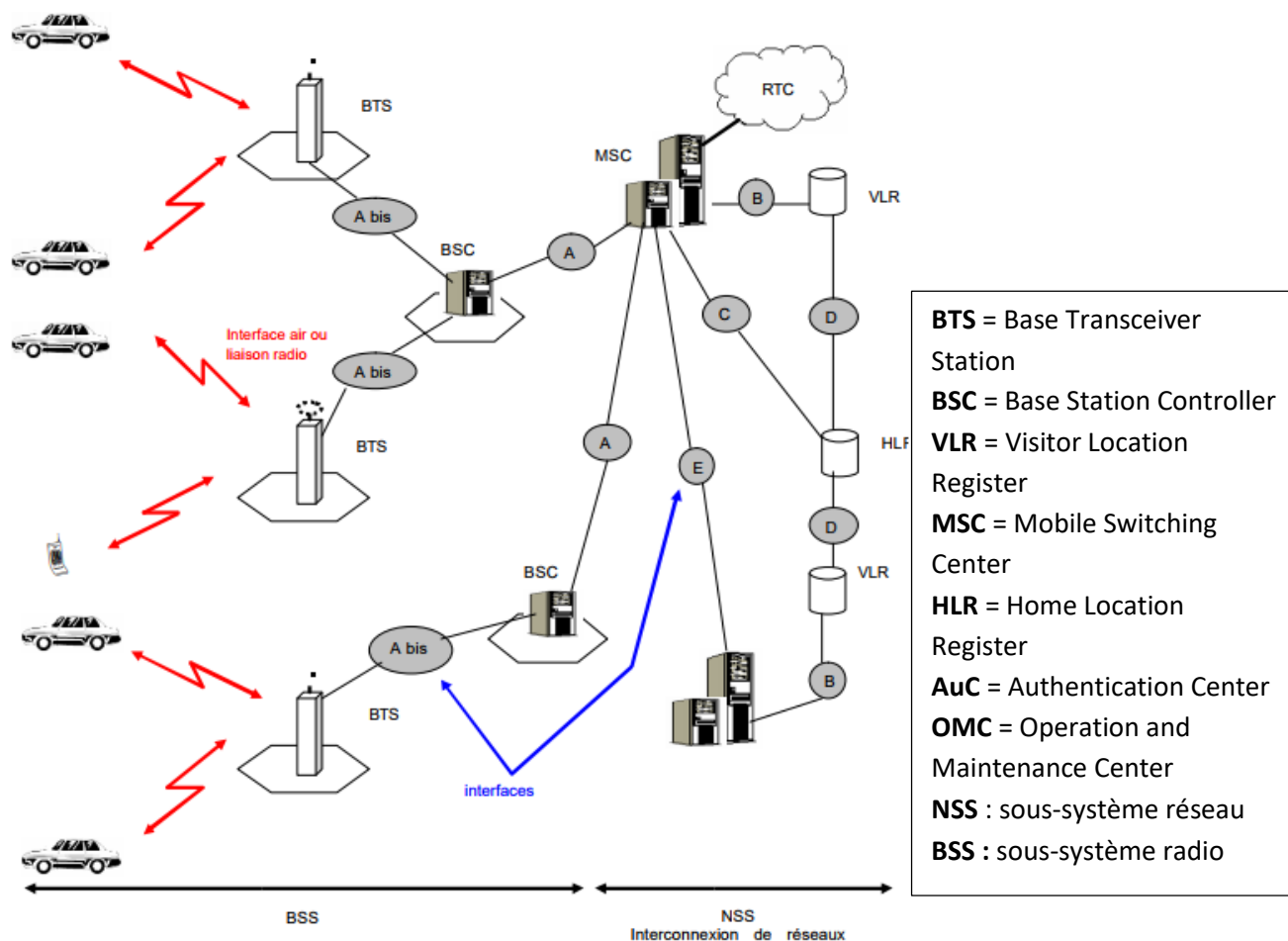
Les caractéristiques de chaque génération sont données au tableau suivant:

	GSM - 900	GSM - 1800
Bande spectrale - canaux descendant	935 à 960 MHz	1805 à 1880 MHz
Bande spectrale - canaux montant	890 à 915 MHz	1710 à 1785 MHz
Espacement entre les canaux d'un couple	45 MHz	95 MHz
Nombre de canaux (multiplexage FDMA)	124	374
Largeur des canaux	200 KHz	200 KHz
Multiplexage TDMA	8	8
Nombre de canaux logiques	992	2992

Architecture du réseau GSM

Le GSM a supplanté les systèmes analogiques, dits de première génération. La couverture du GSM est quasi mondiale, et le système GSM a été étendu à d'autres bandes de fréquences, notamment 900 et 1800 MHz. La réussite du GSM s'explique par la précision avec laquelle le système GSM a été spécifié. Pour que l'interfonctionnement soit complet, tous les niveaux du système sont standardisés, tels les services, l'architecture réseau, l'interface radio, les protocoles, etc.

Dans un réseau radio-mobile contrairement à un réseau fixe, l'abonné peut se rendre à n'importe quel endroit du réseau. Par conséquent les données relatives à l'abonné doivent être enregistrées dans une base de données qu'on peut consulter et mettre à jour à partir de n'importe quel point du réseau.



Le sous-système radio BSS :

Le sous-système radio gère la transmission radio. Il est constitué de plusieurs entités dont le mobile, la station de base (BTS, Base Transceiver Station) et un contrôleur de station de base (BSC, Base Station Controller)

Le sous-système réseau NSS

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 de :

- Mobile Switching Center (MSC)
- Home Location Register (HLR) / Authentication Center (AuC)
- Visitor Location Register (VLR)
- Equipment Identity Register (EIR)

Le présent cours se limite au principe général de fonctionnement du réseau GSM et décrit plus particulièrement la liaison radio entre le téléphone mobile et la BTS, laquelle fait appel à des techniques relativement complexes.

Sous-système radio BSS

Il correspond à la fonction de distribution du réseau de radiocommunication. Il est constitué des stations de base BTS qui assurent le lien radioélectrique avec les abonnés mobiles MS. Les BTS sont gérées par un contrôleur de stations de base BSC qui assure également la fonction de concentration du trafic. En outre, le BSC est connecté à un transcodeur TCU qui permet de diminuer le nombre de liens MIC nécessaires entre le BSS et le NSS.

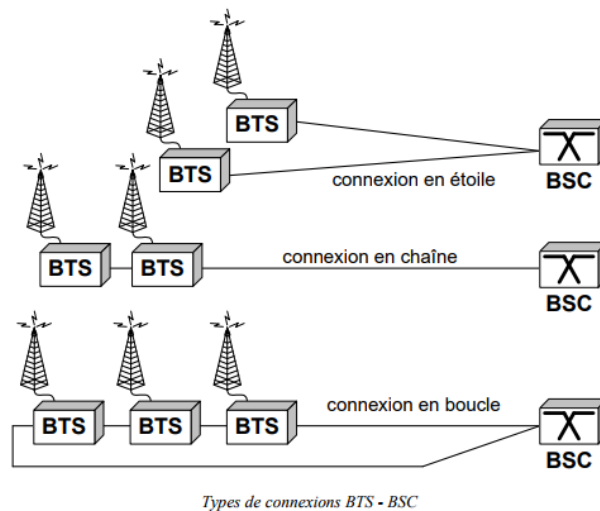
Le BSC (Base Station Controller)

est l'organe intelligent du BSS. Il gère les ressources radio des BTS qui lui sont attachées. Il réalise pour cela les procédures nécessaires à l'établissement ou au rétablissement des appels et à la libération des ressources à la fin de chaque appel, ainsi que les fonctions propres aux communications (contrôle de puissance, décision d'exécution et gestion du handover).

La station de base : BTS

La BTS (Base Transceiver Station) est un ensemble d'émetteurs-récepteurs appelés TRX. Dans une première approche, un TRX peut être vu comme un couple de fréquences (montante ; descendante) sur lequel 8 communications bidirectionnelles simultanées peuvent être écoulées. Le rôle de la BTS est d'assurer l'interface entre le réseau fixe et les stations mobiles. La communication avec les mobiles se fait par l'interface radio aussi appelée interface Um. La communication avec le réseau fixe, via le BSC, se fait par une interface filaire appelée interface Abis. Le transport des canaux de signalisation, de données et de parole s'effectue sur des liaisons MIC à 2 Mbits/s (32 IT à 64 kbits/s)

La BTS a la charge de la transmission radio : modulation, démodulation, égalisation, codage correcteur d'erreur. Elle gère plus généralement la couche physique : multiplexage TDMA, saut de fréquence (lent) et chiffrement.



Il existe deux types de BTS : **les macros BTS classiques et les micros BTS.**

Les BTS sont connectées à leur contrôleur BSC :

- soit en étoile (1 MIC par BTS)
- soit en chaîne (1 MIC est partagé par plusieurs BTS)
- soit en boucle (liaison en chaîne fermée permettant la redondance : une liaison MIC coupée n'isole pas de BTS)

La station mobile : MS

La station mobile Mobile Station désigne un équipement terminal muni d'une carte SIM qui permet d'accéder aux services de télécommunications d'un réseau mobile GSM.

En principe, la connexion entre le MSC et le BSC est réalisée au moyen de câbles. Une communication entre un téléphone mobile GSM et un téléphone fixe transite donc via une BTS, un BSC, le MSC et le réseau fixe. De même, une communication entre deux téléphones mobiles X et Y passera par la BTS la plus proche du téléphone X, un BSC, le MSC, un second BSC, la BTS la plus proche du téléphone Y (le second BSC étant celui auquel la seconde BTS est reliée). Il est à noter qu'une communication entre deux téléphones mobiles très proches (abonnés d'un même opérateur) ne s'effectue jamais en « ligne directe », mais remonte toujours jusqu'à la BTS, le BSC et le MSC.

Le présent exposé se limite au principe général de fonctionnement du réseau GSM et décrit plus particulièrement la liaison radio entre le téléphone mobile et la BTS, laquelle fait appel à des techniques relativement complexes.

Partage en fréquence :

Chaque bande de fréquences est partagée en canaux (ou porteuses) duplex de largeur 200 kHz. La bande GSM 900 dispose donc de 125 canaux montants et autant de canaux descendants, la bande DCS 1800 de 375 canaux montants et autant de canaux descendants. En réalité, 124 et 374 porteuses sont disponibles dans les systèmes GSM 900 et DCS 1800.

Numérotation des porteuses :

GSM 900 : pour $1 \leq n \leq 124$ $f = 935 + (0,2 \times n) \text{ MHz}$

GSM 1800 : pour $512 \leq n \leq 885$ $f = 1805,2 + [0,2 \times (n - 512)] \text{ MHz}$

Aussi, si on indique par F_u les fréquences porteuses montantes et par F_d les fréquences porteuses descendantes, nous obtenons les valeurs de fréquence porteuse suivantes

$$F_u(n) = 890,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]}$$

$$F_d(n) = 935,2 + 0,2 \times (n - 1) \text{ [MHz]}$$

Le multiplexage temporel consiste à diviser chaque canal de communication en 8 intervalles de temps de 0,577 [ms] chacun.

⇒ chaque porteuse est divisée en 8 intervalles de temps appelés time-slots. La durée d'un slot a été fixée pour le GSM à 7500 périodes du signal de référence fourni par un quartz à 13 MHz qui rythme tous les mobiles GSM : $T_{\text{slot}} = 7500/13 \text{ MHz} = 0,5769 \text{ ms}$ soit environ 577 μs.

Les slots sont numérotés par un indice T_N qui varie de 0 à 7. Un « canal physique » est donc constitué par la répétition périodique d'un slot dans la trame TDMA sur une fréquence particulière.

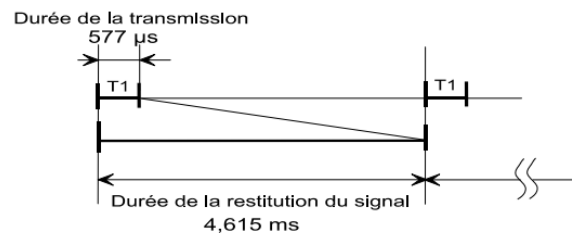


Figure : Durées de transmission et de restitution

La structure du burst

Les données échangées entre le téléphone mobile et la base (voix ou signaux de contrôle) sont toujours transmises sous une forme précise :

- 57 bits de données (voix ou signaux de contrôle)
- 26 bits (toujours les mêmes dans une cellule) d'une séquence de formation (training sequence), qui a pour mission de mesurer les propriétés du canal de transmission f
- 57 bits de données (voix ou signaux de contrôle)
- quelques bits d'encadrement et indicateurs

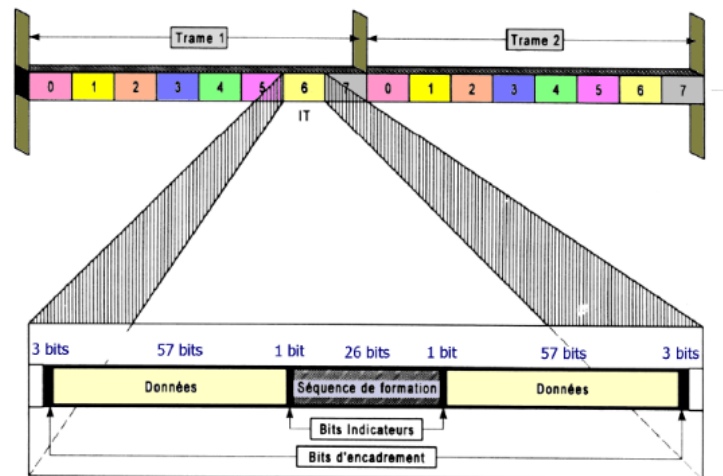
Dans un slot on transmet un signal radioélectrique : burst.

- canal physique demi-débit (Half Rate) Chaque usager n'utilise qu'1 slot toutes les 2 trames TDMA
- canal physique plein débit (Full Rate) Chaque usager utilise un slot par trame TDMA.

Pour augmenter la capacité d'un système GSM : Utiliser plusieurs fréquences porteuses pour un même canal physique. Dans chaque trame, le téléphone reçoit donc 114 bits d'informations utiles regroupés dans le time-slot affecté à la communication.

Ces 114 bits peuvent correspondre :

- à de la voix uniquement
- à de la voix mélangée à des données de contrôle

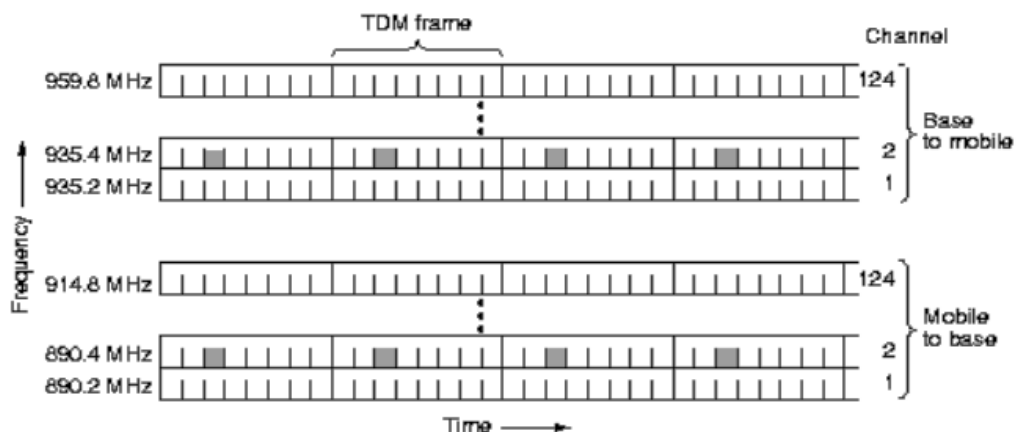


Description d'un time slot : burst

Un mobile n'utilisera qu'un **time slot** pour une communication bien précise, on pourra ainsi faire travailler jusqu'à 8 mobiles différents sur la même fréquence porteuse. Un *slot* accueille un élément de signal radioélectrique appelé **burst** décrit dans la **Figure précédente**.

Partage en temps et en fréquence d'une bande de fréquences GSM

Lors de l'établissement d'une communication, une fréquence est allouée à l'utilisateur selon le FDMA, de même qu'une slot selon le TDMA. On peut donc avoir 8 communications simultanément sur un même canal. La figure ci-dessous illustre par les carrés gris les slots qu'une communication occupe pour une période de temps. Pour cet exemple les fréquences 935.4 et 890.4 MHz et la slot 2 ont été allouées.

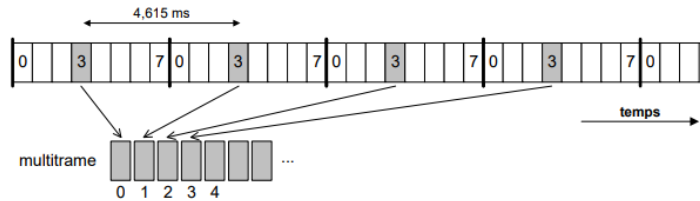


Comme chaque canal fréquentiel utilisé pour une communication a une largeur de bande de 200 [kHz], cela laisse la place pour 124 canaux fréquentiels à répartir entre les différents opérateurs. Mais, le nombre d'utilisateurs augmentant, il s'est avéré nécessaire d'attribuer une bande supplémentaire aux alentours des 1800 [MHz]. On a donc porté la technologie GSM 900 [MHz] vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système DCS-1800 (Digital Communication System) dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM en termes de protocoles et de service. Les communications montantes se faisant alors entre 1710 et 1785 [MHz] et les communications descendantes entre 1805 et 1880 [MHz].

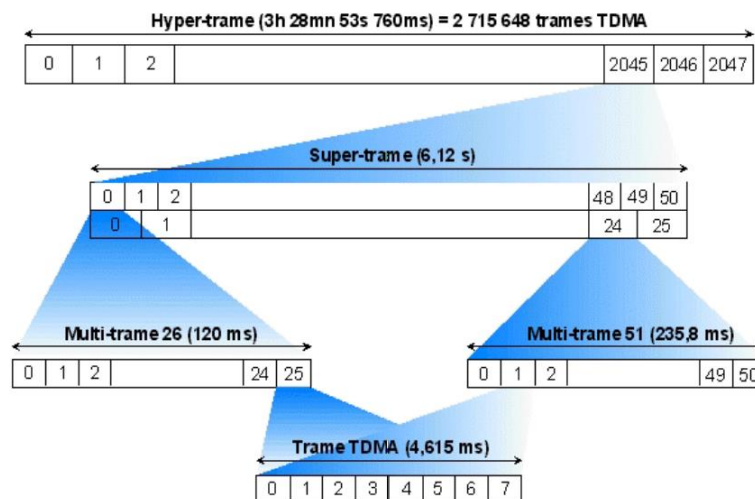
Structures de multitrames

Pour introduire plus de souplesse et allouer moins d'un slot par trame, on définit des structures de multitrames.

La structure de multitrame est définie comme une succession d'un slot donné sur des trames TDMA successives, c'est-à-dire sur un canal physique. Entre deux slots d'une multitrame, il s'écoule donc 4,615 ms.



Chaque multitrame transporte, avec une périodicité bien définie, un certain type d'informations de contrôle ou de signalisation. Cet ensemble de trames forme un canal logique. Certaines multitrames sont définies à 26 trames, d'autres à 51 trames.



Les trames sont regroupées comme suit:

- 1 multitrame de type 26 = 26 trames TDMA élémentaires et 1 multitrame de type 51 = 51 trames TDMA élémentaires,
- 1 supertrame de type 26 = 26 multitrames et 1 supertrame de type 51 = 51 multitrames
- 1 hypertrame = 2048 supertrames = 2.715.648 trames.

Les canaux logiques

Sur une paire de fréquences, un slot particulier parmi huit est alloué à une communication avec un mobile donné. Cette paire de slots forme un canal physique (duplex) qui correspond dans ce cas à un circuit téléphonique. Il forme alors la base de deux canaux logiques ; d'abord le **TCH**, *Traffic Channel*, qui porte la voie numérisée, mais aussi un petit canal de contrôle, le **SACCH**, *Slow Associated Control Channel*, qui permet principalement le contrôle des paramètres physiques de la liaison.

D'une manière générale, il faut prévoir sur une interface radio une multitude de fonctions de contrôle qui sont de nature et de niveau variés. Il faut, en particulier :

- des informations systèmes,
- prévenir les mobiles des appels entrants et faciliter leur accès au système,

- contrôler les paramètres physiques avant et pendant les phases actives de transmission,
- fournir des supports pour la transmission de la signalisation téléphonique.

On distingue aussi deux grandes classes de canaux logiques: les canaux dédiés et les canaux non dédiés.

- Un canal logique dédié est duplex et fournit une ressource réservée à un mobile. Le réseau attribue au mobile dans une structure de multitrame un slot en émission et un slot en réception dans lesquels le mobile est seul à transmettre et à recevoir. Dans la même cellule, aucun autre mobile ne peut transmettre dans le même slot (c'est-à-dire en même temps) de la même fréquence.
- Un canal logique non dédié est simplex et partagé par un ensemble de mobiles. Dans le sens descendant : diffusion des données, plusieurs mobiles sont à l'écoute du canal Dans le sens montant : accès multiple selon la technique d'"Aloha slotté".

le tableur cidesous liste tous les types de canaux logique et leur fonction

Canal de trafic TCH	Voix	plein-débit (13 kbit/s)
		demi-débit
	Données	2,4 kbits/s
Canaux de contrôle SACCH	Diffusion (voie balise)	BCCH = information système
		SCH = synchronisation et identification
		FCCH = calage sur fréquence porteuse
	Contrôle commun	PCH = appel du mobile
		RACH = accès aléatoire
		AGCH = allocation de ressource
		CBCH = messages courts diffusés
	Contrôle dédié	SDCCH = signalisation
		SACCH = supervision de la liaison
		FACCH = exécution du handover

Canaux de ontrele et trafic - « handover »

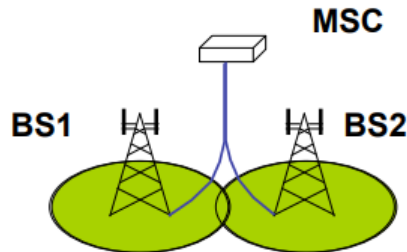
- Procédé issu du téléphone cellulaire GSM
- Permet au mobile de continuer un transfert commencé dans une cellule, dans une autre.
 - Intercellulaire : passage d'une cellule à une autre (AP<- >AP)
 - Si le signal est trop faible (en général)
 - Si un point d'accès sature (partage de trafic)
 - Intracellulaire : Changement de canal (si signal fort) avec qualité faible
 - Inter-réseau Très important pour les systèmes 3G

Objectif : – assurer la continuité des communications tout en assurant une certaine qualité de service.

Exemple GSM

- la qualité du lien est mesuré périodiquement

- en cas de problème, la BS envoie une alarme vers le MSC
- le MSC cherche une nouvelle cellule ou un nouveau canal
- le MSC déclenche ensuite le handover si c'est possible (l'ancien canal est alors libéré), sinon la communication continue



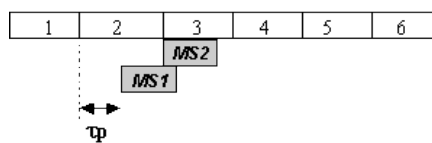
Exécution du Handover

- un nouveau canal est attribué
- la connexion est transférée
- l'ancien canal est libéré

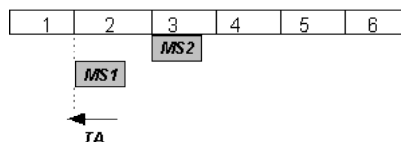
Les différents utilisateurs d'un système cellulaire sont à des distances variables de leur station de base et endurent des délais de propagation variables. Or l'onde électromagnétique se propage à la vitesse de la lumière soit $c = 300\,000\text{ km/s}$. Cette vitesse est très élevée, mais pas infinie et les retards engendrés par la distance se font sentir sur le timing puisqu'une distance de 30 km cause un retard de 100 μs .

Compensation de temps de propagation aller et retour t_p

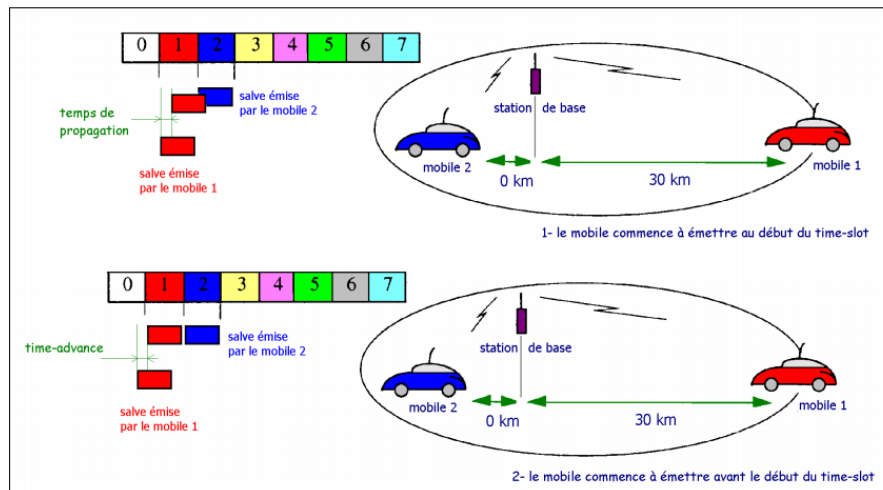
en l'absence de compensation de temps de propagation t_p , les *bursts* émis par chacun des mobiles MS1 et MS2 se chevauchent au niveau de la réception de la BTS :



En effectuant une gestion du paramètre TA, les bursts émis par les deux mobiles ne se chevauchent plus. Le mobile le plus éloigné avance l'émission de chacun de ces slots d'une durée t_p par rapport à l'instant de début de *slot*, c'est à dire $2t_p = TA$.



Explication : Prenons l'exemple de deux mobiles MS1 et MS2 appartenant à la même cellule. Le premier MS1 est en limite de cellule alors que le second, MS2 est situé près de la station de base.



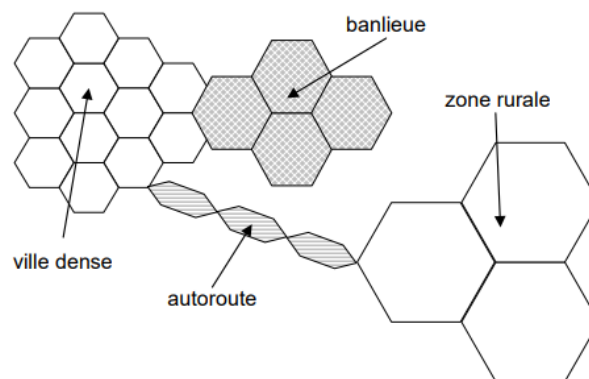
On suppose que ces deux mobiles utilisent des slots consécutifs sur la même porteuse : MS1 émet dans le slot 1, MS2 dans le slot 2 : en l'absence de compensation du temps de propagation, les bursts émis par chacun des mobiles se chevaucheraient au niveau du récepteur de la BS. Pour pallier à cette difficulté, la station de base va compenser ce retard en gérant un paramètre TA (Time Advance) correspondant au temps de propagation aller-retour. Le mobile éloigné doit avancer l'émission de chacun de ses bursts par rapport à l'instant nominal de début de slot, la distance entre mobile et station de base étant susceptible de varier en permanence, ce paramètre TA est réajusté à chaque trame.

Transmission discontinue

Lors d'une communication avec un téléphone GSM, la transmission est interrompue lorsque son utilisateur ne parle pas (en fait il ne subsiste que des « bursts » séparés par un intervalle d'une durée de quelques secondes au lieu d'un burst toutes les 4,625 ms lorsque l'utilisateur parle) ; cette fonction est appelée « discontinuous transmission » ; son but est de réduire la consommation électrique du téléphone afin d'accroître l'autonomie de la batterie. La réduction de consommation est une exigence importante vu la taille de plus en plus petite des téléphones mobiles. Le mécanisme de « discontinuous transmission » contribue, notamment, à réduire l'exposition moyenne aux champs électromagnétiques émis par le téléphone.

Concept cellulaire

La zone à couvrir par un système GSM est découpée en cellules. Une cellule est une portion plus ou moins grande du territoire, couverte par une BTS. On affecte à chaque cellule, c'est-à-dire à chaque BTS, un certain nombre de porteuses de la bande en fonction du trafic estimé dans la cellule.



Dans la conception d'un réseau cellulaire, il faut considérer les aspects suivants: -

La topographie (bâtiments, collines, montagnes, etc.)

- La densité de la population (ou de communications) pour établir la dimension de cellule.
- Deux cellules adjacentes ne peuvent utiliser la même bande de fréquence afin d'éviter les interférences.
- La distance entre deux cellules ayant la même bande doit être de 2 à 3 fois le diamètre d'une cellule.
- La taille des cellules peut varier entre 0.5 et 35 km et dépend de la densité d'utilisateur et de la topographie.
- Les cellules sont regroupées en bloc (appelé motif ou cluster).

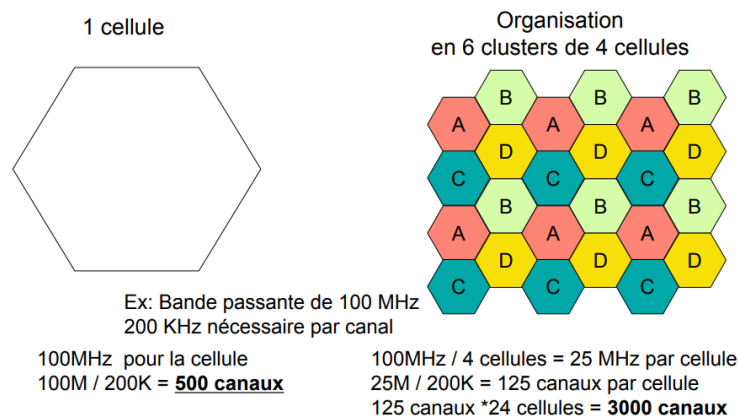
Le nombre de cellules dans un bloc doit être déterminé de manière à ce que le bloc puisse être reproduit continuellement sur le territoire à couvrir. Typiquement, le nombre de cellules par bloc est de 4, 7, 12 ou 21.

La forme et la dimension des blocs et le nombre de cellules est fonction du nombre de fréquences (canaux) disponibles.

Qu'est-ce qu'un motif ?

On appelle motif le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux radios une et une seule fois. Ce motif est répété sur toute la surface à couvrir. La distance minimale entre deux émetteurs utilisant la même fréquence est la distance de réutilisation D . Plus le motif est grand, plus la distance de réutilisation, exprimée en nombre de cellules, est grande. Il faut déterminer le motif minimal pour un système donné, c'est-à-dire le motif qui donne pour l'ensemble des points de la cellule, et dans tous les cas de fonctionnement du système, une qualité de réception suffisante. On désigne par C la puissance du signal utile, par N la puissance du bruit et par I la puissance totale des interférences.

un motif à K cellules vérifiant la relation : $K = i^2 + i \times j + j^2$ avec i et j entiers naturels positifs ou nuls Les premiers entiers qui vérifient cette relation sont 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13, 16, 19, 21, 25, 27... et correspondent à des tailles de motifs possibles.



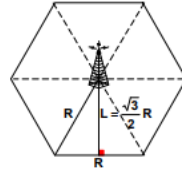
Le rapport $C / (I + N)$ est déterminant pour le calcul de la taille du motif : plus ce seuil est petit, c'est-à-dire si le système GSM continue à fonctionner à $C / (I + N)$ faible, plus la taille du motif pourra être réduite.

Réutilisation de fréquences

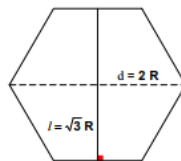
La réutilisation de fréquences permet donc à un opérateur de couvrir une zone géographique d'étendue illimitée en ayant recours à une bande de fréquences de largeur limitée. Ainsi, grâce à ce concept, l'architecture cellulaire permet d'atteindre potentiellement une très grande capacité en nombre d'utilisateurs par unité de surface.

Calcul de la distance de réutilisation

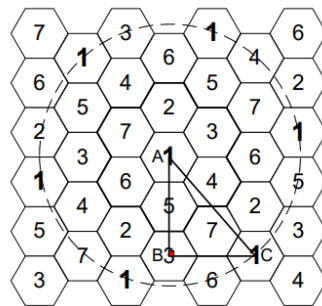
On cherche à exprimer la distance de réutilisation D en fonction de la taille du motif K et du rayon de la cellule R . rappel : un hexagone est constitué de 6 triangles équilatéraux. La longueur de chacun des côtés des triangles est R . Par application du théorème de la hauteur dans l'un des 6 triangles équilatéraux, on obtient donc la demi-hauteur de l'hexagone :



Les dimensions de l'hexagone seront donc les suivantes :



Pour le motif à 7 cellules illustré ci-dessous, on applique le théorème de Pythagore dans le triangle ABC rectangle en B :



$$AB = \frac{l}{2} + l + \frac{l}{2} = 4 \times \frac{l}{2} = 4 \times \frac{\sqrt{3}}{2} R = 2 \times \sqrt{3} R \quad \text{et} \quad BC = R + R + R = 3 R$$

donc

$$D^2 = AC^2 = AB^2 + BC^2 = 12 R^2 + 9 R^2 = 21 R^2$$

$$D = AC = \sqrt{21} R = \sqrt{3 \times 7} R = \sqrt{3 \times K} R$$

On peut réitérer le même raisonnement pour toutes les autres tailles de motif et on trouvera toujours :

$$D = \sqrt{3 K} R$$

où K est la taille du motif et représente donc le nombre de cellules et R est le rayon d'une cellule.

Limite des fréquences réutilisées

En effet si on réduit le diamètre des cellules,

→ la capacité du système augmente mais on diminue la distance de réutilisation des fréquences (donc la distance entre cellule)

→ donc augmentation de l'interférence co-canal

• Nombre maximal de communications simultanées : capacité

$$n = \frac{W}{B} \times \frac{m}{N}$$

Avec :

- S = nombre totale des canaux dans le système = mN
- W = largeur de la bande passante
- B = bande passante nécessaire par utilisateur
- N = facteur de réutilisation spectrale = nombre de cellules par cluster
- m = nombre total de cellules

Cependant, la réutilisation de la même fréquence sur des zones géographiques différentes a comme avantage : augmentation de la capacité et comme Inconvénient : augmentation des interférences.

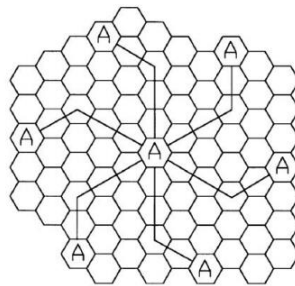
Compromis: Des valeurs réduites de N peut engendrer des interférences

N peut avoir certaines valeurs précises selon i et j des entiers: $N = i^2 + j^2 + i \times j$

Pour localiser le co-canal le plus proche :

- Se déplacer i cellules le long d'une chaîne d'hexagones, puis
- Tourner 60 degrés contre le sens de la montre et se déplacer j cellules.

Exemple : $i=3; j=2 \Rightarrow N=19$



La réutilisation de la même fréquence radio à l'intérieur d'une zone géographique limitée (comme une ville) pose un ensemble de problèmes complexes. Un mobile va recevoir non seulement un signal utile provenant de la BTS à laquelle il est rattaché mais aussi des signaux interférents provenant des BTS utilisant la même fréquence dans des zones voisines.

Motifs cellulaires On considère une BTS servant une cellule. Si on néglige les évanouissements sélectifs (fading de Rayleigh) et l'effet de masque, un canal radio présente une atténuation du signal dépendant de la distance séparant l'émetteur du récepteur. Avec ce modèle de propagation, une cellule est un cercle. On cherche à couvrir le territoire par un ensemble de cellules. Une cellule est donc approximée par un hexagone qui est le polygone le plus proche du cercle qui permet de paver le plan.

Estimation du rapport de puissance porteuse à bruit

Étant donné que, dans un réseau, une même fréquence est réutilisée plusieurs fois, il est nécessaire d'évaluer la distance minimum qui doit séparer deux cellules utilisant la même fréquence pour qu'aucun phénomène perturbateur n'intervienne. En calculant le rapport entre la puissance de la porteuse et celle du bruit, il est possible d'estimer cette distance.

Pour commencer, il est nécessaire d'identifier les différents signaux perturbateurs. On peut les subdiviser en deux classes :

1. Les interférences de puissance totale I qui sont dues aux signaux émis par les autres stations. On peut distinguer :

- (a) Les interférences co-canal qui sont dues aux signaux émis par les autres stations de base utilisant la même fréquence.
- (b) Les interférences de canaux adjacents dues aux signaux émis par les stations de base utilisant des fréquences voisines.

2. Le bruit, de puissance N , provenant principalement du bruit de fond du récepteur. Dès lors, c'est le rapport

$$\frac{C}{N+I}$$

Qui permet d'évaluer la qualité de la communication ainsi que la distance de réutilisation des fréquences.

Les interférences sont souvent bien supérieures au bruit, on parle de rapport Signal sur Interférence SIR d'où la Capacité de Shannon vaut $R/W = \log_2(1 + C/I)$. Dans la pratique, il faut aussi un débit minimal pour un certain confort (seuil minimal de C/I).

Rapport signal sur interférence C/I

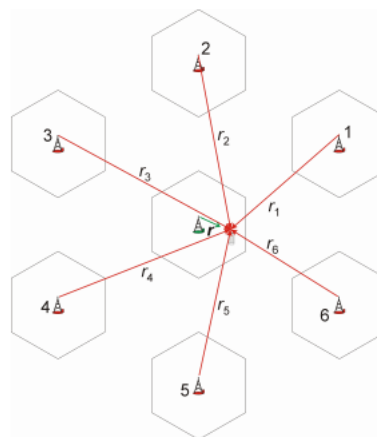
Signal utile $C = P \frac{k}{r^\alpha}$

On ne considère que les 3 premières couronnes d'interférences (18 cellules co-canal)

Interférences $I = \sum_{j=1}^{18} P \frac{k}{r_j^\alpha}$

On en déduit pour un mobile en un point donné $C/I = \frac{1}{\sum_{j=1}^{18} (r/r_j)^\alpha}$

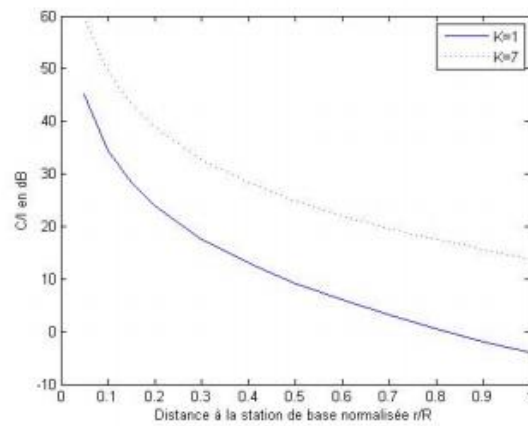
Le C/I ne dépend pas du facteur k , ni des puissances d'émission



Quelle que soit la taille de motif, le rapport signal sur interférence est d'autant plus grand que le terminal est proche de la station de base

Pour une taille de motif grande, la décroissance est plus faible.

En bordure de cellule, $C/I = -3\text{dB}$ dans ce modèle régulier idéal (dans la pratique on peut rencontrer -12 dB).



Rappel $C/I = \frac{1}{\sum_{j=1}^{18} (r/r_j)^\alpha}$

Si K est grand, $r_j \simeq D$ et en ne considérant que la première couronne

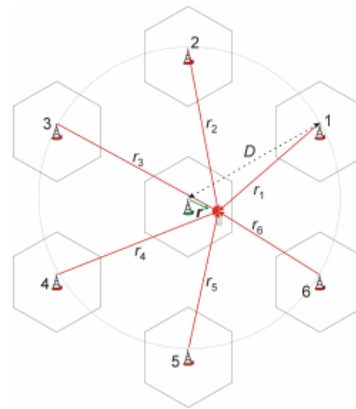
$$C/I = \frac{1}{\sum_{j=1}^6 (r/D)^\alpha} = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{r}\right)^\alpha$$

Le C/I minimal est obtenu pour $r = r_{max}$

On en déduit $(C/I)_{min} = \frac{1}{6} (3K)^{\alpha/2}$

Conclusions (généralisable avec des hypothèses moins restrictives)

- Le seuil de fonctionnement d'un système impose une taille de motif
- C'est bien une caractéristique intrinsèque d'un système



Calcul simplifié de débit disponible pour un grand motif

Avec le modèle très simple,

$$C/I = \frac{1}{6} \left(\frac{D}{r}\right)^\alpha$$

Avec un motif de taille K , la bande disponible sur chaque cellule est W/K

En utilisant le théorème de Shannon-Hartley, on obtient

- $R_{min} = \frac{W}{K} \log_2 \left(1 + \frac{1}{6} (3K)^{\alpha/2}\right)$ obtenu pour $r = r_{max}$

Si $K \rightarrow \infty$, $R_{min} \simeq \frac{W \log_2 \left(\frac{3^{\alpha/2}}{6}\right)}{K} + \frac{\alpha W}{2} \frac{\log_2(K)}{K}$ et donc $R_{min} \rightarrow 0$

On montre de même que $R_{median} = \frac{W}{K} \log_2 \left(1 + \frac{1}{6} \left(\frac{3K}{0.64}\right)^{\alpha/2}\right) \rightarrow 0$ si $K \rightarrow \infty$

Si on veut disposer de hauts-débits et simplifier la planification, mieux vaut utiliser une petite taille de motif

Borne inférieure de SIR tolérable/fiable

Les Cellules co-canal, doivent être suffisamment espacées pour que les interférences entre utilisateurs dans les cellules co-canal ne dégrade pas la qualité du signal au dessous d'un niveau tolérable.

Augmentation de la capacité et amélioration de performance

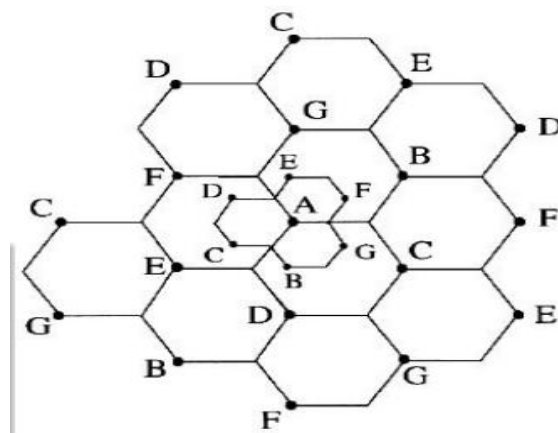
Fractionnement cellulaire

Comme la demande pour les services sans fil augmente, le nombre de canaux attribué à une cellule n'est pas suffisant pour soutenir le nombre nécessaire de utilisateurs.

La Solution est d'augmenter les canaux par Unité de zone de couverture.

Cell splitting: fractionnement

- Subdivise une cellule encombrée à des cellules plus petites, chacune avec sa propre station de base.
- Puisque la superficie de la cellule Acell diminue, compte tenu de l'expression de la capacité C, elle augmente.

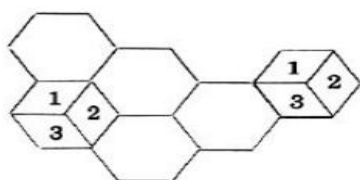


Sectoring

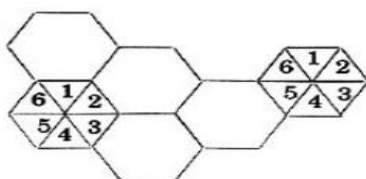
Sectoring: La technique de réduction d'interférences co-canal par L'utilisation d'antennes directionnelles.

L'antenne omni-directionnelle unique au BTS est remplacée par plusieurs antennes directionnelles, chacune rayonnant dans un secteur donné.

Une cellule va recevoir moins d'interférences co-canal.



(a) 120° sectoring



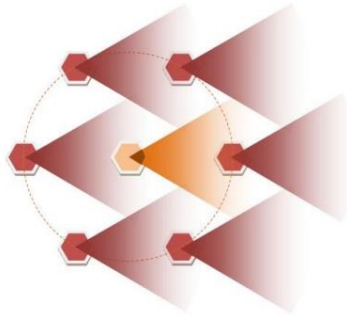
(b) 60° sectoring



Sectoring 60°

- Parmi les 6 cellules co-canal, seulement une d'elles interfère avec la cellule centrale.
- Si des antennes omnidirectionnelles ont été utilisés à chaque BTS, toutes les 6 cellules co-canal s'interfèrent avec la cellule centrale.

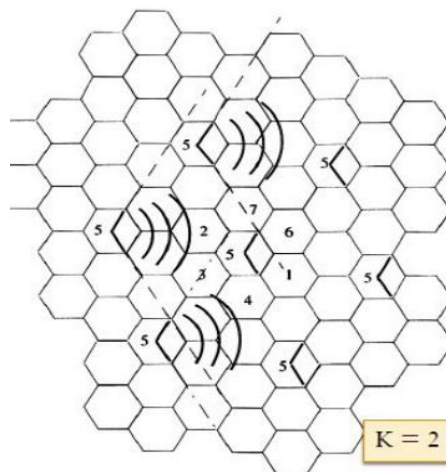
⇒ K change de 6 à 1



Sectoring 120°

En supposant que le facteur de réutilisation $N=7$, pour le cas de 120° sectoring, le nombre des cellules co-canal interférentes est réduit de six à deux

⇒ K change de 6 à 2



Sachant que

$$SIR = \frac{(\sqrt{3N})^\gamma}{K} ; C = \frac{A_{total}}{A_{cell}} \times \frac{S}{N}$$

Avantages :

- Réduire les interférences en réduisant K
- Augmenter SIR (une meilleure qualité de l'appel).
- L'augmentation du SIR peut nous permettre de réduire de la taille de cluster (N) pour augmenter la capacité.

Inconvénients

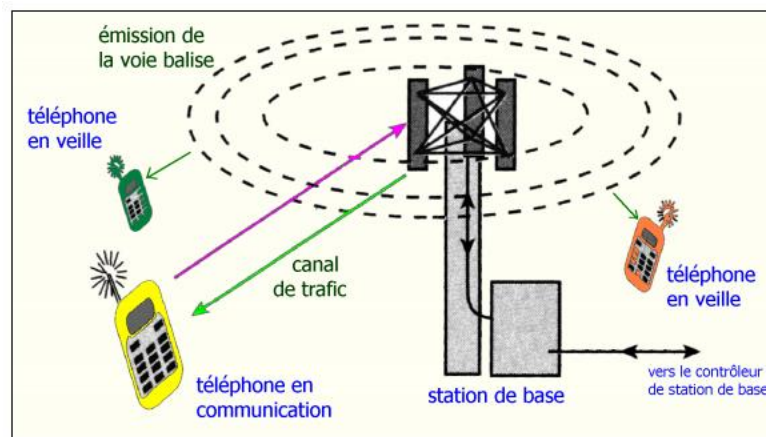
- Augmenter le nombre d'antennes à chaque station de base.

- Les canaux disponibles dans la cellule doit être subdivisée et dédiés à une antenne directionnelle spécifique.

Toutes les opérations pour établir une communication entre BTS et MS : La voie balise et la voie de trafic

Chaque BTS est équipée pour travailler sur un certain nombre de canaux, en général 5 ou 6, qui sont autant de paires de fréquences émission-réception.

Toute BTS émet en permanence des informations sur son canal BCH (Broadcast Channel) appelé aussi voie balise. Ce signal constitue le lien permanent reliant mobile et station de base à partir de la mise en route du mobile jusqu'à sa mise hors service, qu'il soit en communication ou non.



Le mobile en fonctionnement :

A la mise sous tension se passent les opérations suivantes :

- l'utilisateur valide sa carte SIM en tapant au clavier son numéro de code PIN
- le récepteur du GSM scrute les canaux de la bande GSM et mesure le niveau reçu
- le mobile repère la voie balise de niveau le plus élevé correspondant à son opérateur
- le mobile récupère les informations de correction de fréquence lui permettant de se caler précisément sur les canaux GSM
- le mobile récupère le signal de synchronisation de la trame TDMA diffusé sur le BCCH et synchronise sa trame
- le mobile lit sur le BCCH les infos concernant la cellule et le réseau et transmet à la BTS l'identification de l'appelant pour la mise à jour de la localisation

Le mobile a alors achevé la phase de mise en route et se met en mode veille, mode dans lequel il effectue un certain nombre d'opérations de routine :

- lecture du Paging Channel qui indique un appel éventuel
- lecture des canaux de signalisation des cellules voisines
- mesure du niveau des BCH des cellules voisines pour la mise en route éventuelle d'une procédure de hand-over

A la réception d'un appel :

- l'abonné filaire compose le numéro de l'abonné mobile : 06 XX XX XX XX f

- l'appel est aiguillé sur le MSC (commutateur de services mobiles) le plus proche qui recherche l'IMSI dans le HLR et la localisation du mobile dans le VLR
- le MSC le plus proche du mobile (Visited MSC) fait diffuser dans la zone de localisation, couvrant plusieurs cellules, un message à l'attention du mobile demandé (par le Paging Channel)
- le mobile concerné émet des données sur RACH avec un Timing Advance fixé à 0 et un niveau de puissance fixé par le réseau (ces paramètres seront ajustés ultérieurement)
- le réseau autorise l'accès par le AGCH et affecte au mobile une fréquence et un time-slot
- l'appelé est identifié grâce à la carte SIM
- le mobile reçoit la commande de sonnerie
- décrochage de l'abonné et établissement de la communication

Lors de l'émission d'un appel :

- l'abonné mobile compose le numéro du correspondant du réseau téléphonique commuté
- la demande arrive à la BTS de sa cellule par le Random Access Channel
- elle traverse le BSC pour aboutir dans le commutateur du réseau MSC
- l'appelant est identifié et son droit d'usage vérifié l'appel est transmis vers le réseau public
- le BSC demande l'allocation d'un canal pour la future communication
- décrochage du correspondant et établissement de la communication

La transmission de données et le GSM

Le réseau GSM de base ne propose qu'un débit de 9,6 kbits/s, parfaitement satisfaisant pour la voix, mais insuffisant pour le transfert de fichiers, d'images, de vidéos, accès à Internet.

De nouvelles structures sont donc nécessaires pour offrir aux utilisateurs un confort plus grand :

⇒ la technique HSCSD (High Speed Circuit Switched Data) qui permet d'utiliser 2, 3 ...6 time-slots du GSM avec un débit de 14,4 kbits/s par time-slot (avec protection réduite contre les erreurs).

⇒ le standard GPRS (General Packet Radio Service) offre un débit plus élevé en affectant un nombre de time-slots variable d'une trame à l'autre en fonction des besoins instantanés

⇒ l'EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) : réseau de transition entre le GPRS et l'UMTS, permettant une augmentation de débit grâce à une modulation à 8 états au lieu de 2 pour le GMSK

⇒ l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) : c'est le réseau mobile actuel : avec des débits 200 fois supérieurs à ceux d'aujourd'hui, il permettra de fournir des services multimédia et de vidéoconférence d'excellente qualité.

Chapitre 3 : Propagation en espace libre

On considère tout d'abord la propagation en espace libre, c'est-à-dire le cas idéal où il n'y a pas d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur. En définissant **GT** le gain de l'antenne d'émission et **PT** la puissance de signal émis, on peut exprimer la densité de puissance **W** présente à une distance **d** par :

$$W = \frac{G_T P_T}{4\pi d^2}$$

On peut relier la densité de puissance **W** à la puissance **PR** du signal détecté aux bornes d'une antenne réceptrice de gain **GR**.

$$P_R = W A_R = W \frac{G_R \lambda^2}{4\pi}$$

Avec A_R représentant l'aire effective de l'antenne de réception, λ la longueur d'onde pour la fréquence de travail.

En combinant ces équations, on exprime la formule de Friis, qui permet de calculer l'atténuation en espace libre d'un signal :

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{G_T G_R \lambda^2}{16\pi^2} \left(\frac{\lambda}{d}\right)^2$$

Exprimée en dB cette équation devient :

$$PL(f, d) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) - G_T(f) - G_R(f)$$

d, distance entre l'émetteur et le récepteur en kilomètre

f, fréquence en MHz

PL(f, d), rapport de la puissance émise sur la puissance reçue (**PT / PR**), soit l'affaiblissement du canal de transmission en fonction de la distance **d** et de la fréquence **f**.

Exemple

soit un récepteur situé à 1.6 km du récepteur, sachant que l'émetteur émet un signal à une fréquence de 2.4 GHz avec une puissance d'un Watt et que la propagation se fait en espace libre. On suppose que des gains d'antenne de 1.6.

- Quelle est la perte en dB ?
- Quelle est la puissance reçue (en dBm) ?
- Quel est le délai de transmission en ns ?

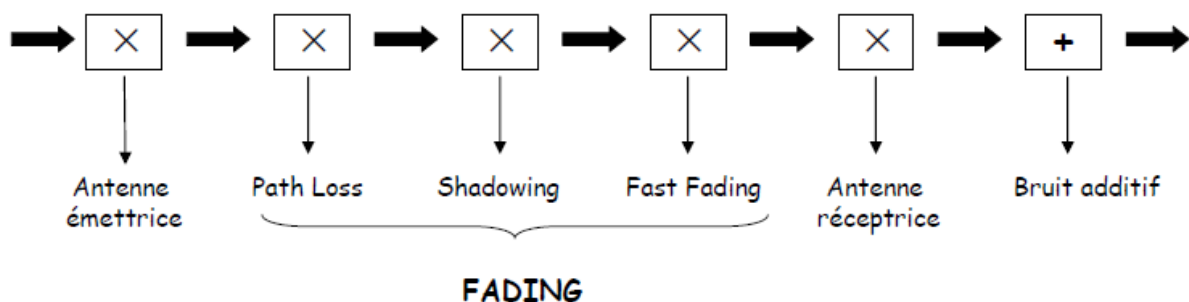
Les variations du canal de propagation

On distingue trois échelles de variations du champ reçu :

– le « pathloss » ou variation à grande échelle représente l'affaiblissement proportionnel à la distance de propagation entre l'émetteur et le récepteur. On parlera aussi d'affaiblissement sur le trajet.

– le « shadowing » représentant les variations lentes du signal dues aux différentes interactions avec les obstacles présents dans l'environnement.

– le « fading » représentant les fluctuations rapides du signal liées aux interférences constructives et destructives entre les différents multi-trajets. Le signal reçu par le récepteur peut varier de 30 dB autour du signal moyen.



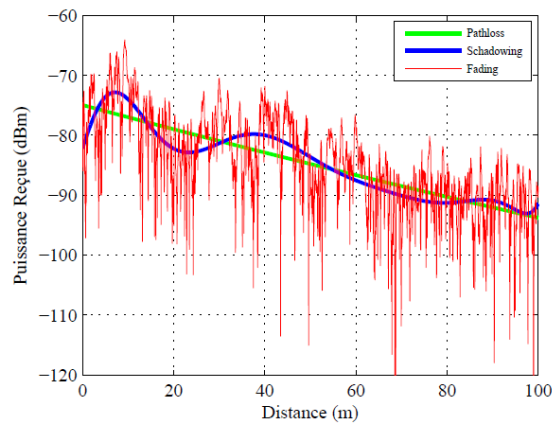


Fig. Les variations de la puissance reçue en fonction de la distance

L'affaiblissement de parcours

Pour un canal radio-mobile « réel », les variations lentes du canal de propagation sont principalement dues aux pertes de puissance par propagation et aux mécanismes de masquage. Afin de caractériser la dépendance en fréquence, on introduit alors N_d et N_f , appelés coefficients de pertes par propagation en distance et en fréquence.

On peut ajouter que la puissance reçue varie avec la distance d selon une loi en $1/d^2$ et on exprimera l'affaiblissement de parcours (en dB) sous la forme :

$$PL(d, f) = PL_0 + 10N_d \log(d) + 10N_f \log(f) + X_\sigma$$

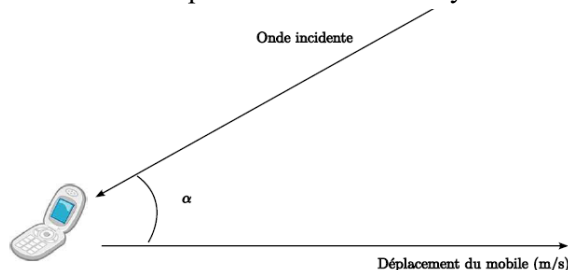
PL_0 , atténuation à une distance de 1 m

X_σ , variable aléatoire gaussienne centrée d'écart-type σ représentant la variation moyenne de puissance reçue.

L'effet Doppler

Dans la majorité des configurations le point d'émission ou le point de réception sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. De même, les éléments à l'intérieur du canal de propagation ne sont pas toujours fixes.

Cette mobilité dans le canal de propagation se traduit par un décalage entre la fréquence du signal émis et la fréquence du signal reçu. Prenons l'exemple le plus simple d'une onde plane arrivant avec un angle α au niveau d'un récepteur en mouvement ayant une vitesse v constante.



Représentation schématique du déplacement d'un mobile

Le changement de la phase due au décalage Doppler est égal

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\alpha$$

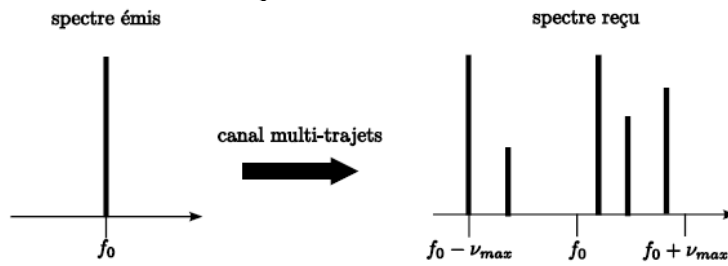
Le décalage Doppler observé est égal à

$$f_d = f \frac{v}{c} \cos(\alpha) = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha).$$

L'onde arrive au niveau du récepteur avec une fréquence égal à $f_0 + \mu$ (μ , décalage Doppler). Suivant la valeur de l'angle d'arrivée α , le décalage Doppler est réparti sur l'intervalle $[-f_d^{max}; f_d^{max}]$, où f_d^{max} est le décalage Doppler maximum et est donné par la relation suivante (valeur prise pour $\alpha = 0$) :

$$f_d^{max} = f \frac{v}{c}$$

Dans le cas de la propagation multi-trajets, un effet Doppler affecte chaque trajet. Le spectre du signal se retrouve donc étalé dans la bande $[-f_d^{max}; f_d^{max}]$, comme le montre la figure suivante à condition de travailler à une fréquence fixe.



Représentation de l'effet Doppler

Exemple

Considérant un émetteur rayonne une fréquence porteuses de 1850MHz. Pour une voiture se déplace à une vitesse de 90km/s. calculer la fréquence reçu si la mobile (a) se déplace vers l'émetteur (b) s'éloigner de l'émetteur et (c) dans le cas il se déplace dans une direction perpendiculaire à la direction du signal qui vient de l'émetteur.

Propagation multi-trajets

L'équation d'un signal qui peut se propager dans un canal à trajet direct :

$$S_D(t) = \cos(\omega_0 t)$$

Nous avons considéré que l'amplitude du signale est égale à 1 et la phase est égale à 0. Les signaux reçus par les trajets-multiples sont :

$$S_{R,1}(t) = \rho_1 \cos(\omega_0(t - \tau_1))$$

$$S_{R,2}(t) = \rho_2 \cos(\omega_0(t - \tau_2))$$

$$\vdots$$

$$S_{R,n}(t) = \rho_n \cos(\omega_0(t - \tau_n))$$

Il convenable de réécrire ces équation comme :

$$S_{R,1}(t) = \rho_1 \cos(\omega_0 t - \phi_1)$$

$$S_{R,2}(t) = \rho_2 \cos(\omega_0 t - \phi_2)$$

$$\vdots$$

$$S_{R,n}(t) = \rho_n \cos(\omega_0 t - \phi_n)$$

Avec

$$\phi_1 = \omega_0 \tau_1$$

$$\phi_2 = \omega_0 \tau_2$$

$$\vdots$$

$$\phi_n = \omega_0 \tau_n$$

Cas de 2 trajets

L'analyse fait dans ce paragraphe considérant qu'on a seulement deux trajets qui sont présentent au récepteur : un trajet direct et un trajet reflété. Les deux signaux qui vont être présenté au récepteur sont :

$$S_D(t) = \cos(\omega_0 t)$$

et

$$S_{R,1}(t) = \rho_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1), \quad \phi_1 = -\omega_0 \tau_1$$

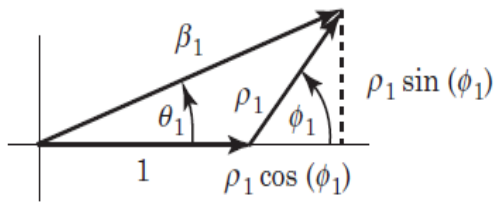
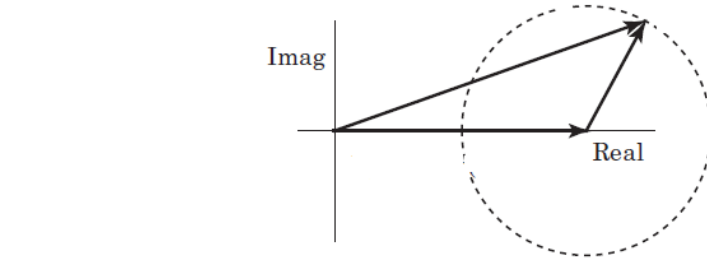
Nos variables aléatoires sont ρ_1, ϕ_1 . Le signal reçu s'écrit :

$$S_{RX}(t) = S_{R,1}(t) + S_D(t)$$

$$S_{RX}(t) = \rho_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1) + \cos(\omega_0 t)$$

On peut interpréter l'équation précédente comme une addition de deux phaseurs. Le trajet direct est représenté par une longueur égale à 1 et un angle de 0° , Le trajet indirect est représenté par une longueur ρ_1 à un angle ϕ_1 .

$$S_{R,1}(t) = \rho_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1)$$



$$\begin{aligned} \beta_1^2 &= [\rho_1 \cos(\phi_1) + 1]^2 + [\rho_1 \sin(\phi_1)]^2 \\ &= \rho_1^2 + 2\rho_1 \cos(\phi_1) + 1 \end{aligned}$$

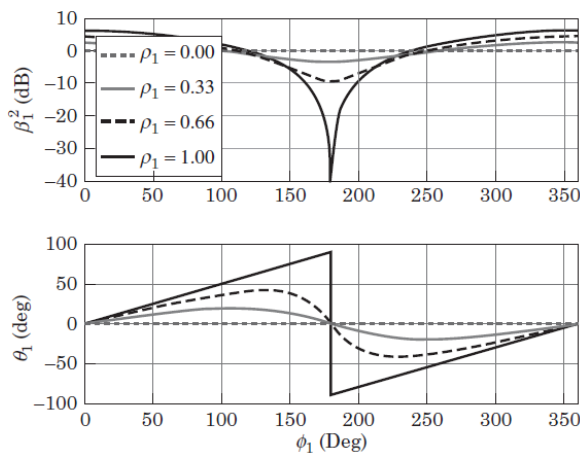
$$\tan(\theta_1) = \frac{\rho_1 \sin(\phi_1)}{\rho_1 \cos(\phi_1) + 1}$$

D'où

$$\begin{aligned} S_{RX}(t) &= \rho_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1) + \cos(\omega_0 t) \\ &= \beta_1 \cos(\omega_0 t + \theta_1) \end{aligned}$$

Avec

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\rho_1 \sin(\phi_1)}{\rho_1 \cos(\phi_1) + 1} \right)$$



Amplitude et la phase des deux trajets-multiples

Réponse fréquentiel

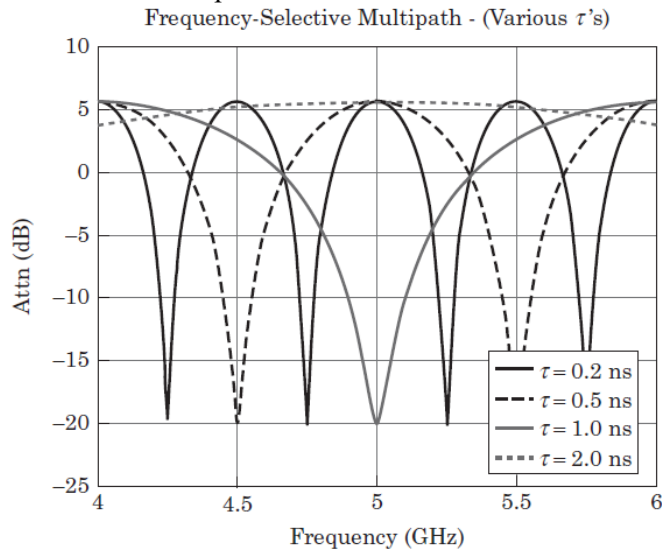
On peut décrire les effets de trajets-multiples dans le domaine fréquentiel. Réécrire les équations précédentes en fonction de la fréquence :

$$\beta_1^2 = \rho_1^2 + 2\rho_1 \cos(2\pi f_0 \tau_1) + 1$$

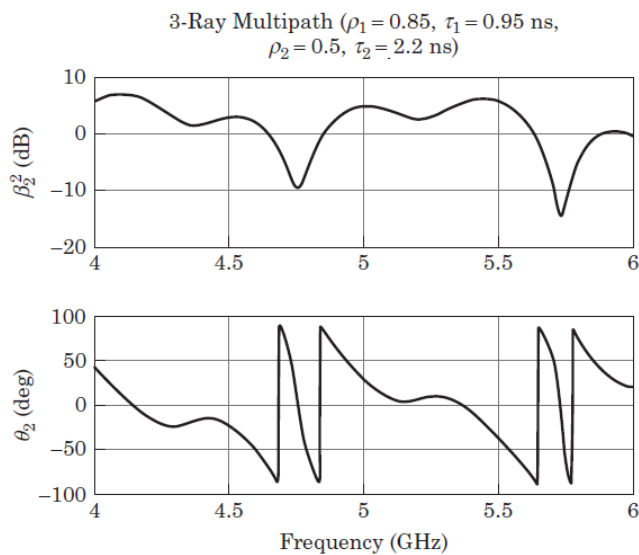
et

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{-\rho_1 \sin(2\pi f_0 \tau_1)}{\rho_1 \cos(\phi_1) + 1} \right)$$

Avec ρ_1 et τ_1 sont constante, et f_0 variable. La figure suivante montre la fonction de transfert d'un canal multi-trajets. la figure montre la réponse fréquentielle d'un canal constitué par deux trajets un direct et l'autre réfléti avec pour différent valeurs de retard 0.2 nsec, 0.5 nsec, 1 nsec and 2 nsec.



Cas 3 trajets (à faire)



Modèle de réponse impulsionnel de canal multi-trajets

Dans le cas où le canal est invariant dans le temps

$$H(f) = FT[h(\tau)](f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{-i2\pi f\tau} d\tau$$

$$h(\tau) = FT^{-1}[H(f)](\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) e^{-i2\pi f\tau} df$$

Dans le cas où le canal est variant dans le temps

$$H(f, t) = FT[h(\tau, t)](f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{-i2\pi f\tau} d\tau$$

Un canal radio peut modéliser par un filtre linéaire avec la réponse impulsionnel varie dans le temps. Le signal reçu à un point d donné est :

$$y(d, t) = x(t) * h(d, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(d, t - \tau) d\tau$$

Pour un système causal $h(d, t) = 0$ pour $t < 0$ et pour un système stable $\int_{-\infty}^{+\infty} |h(d, t)| dt < \infty$. La réponse impulsionnel est causal alors $h(d, t - \tau) = 0$ pour $t - \tau < 0$ implique que $t < \tau$ c'est-à-dire les bornes d'intégrale sont changés :

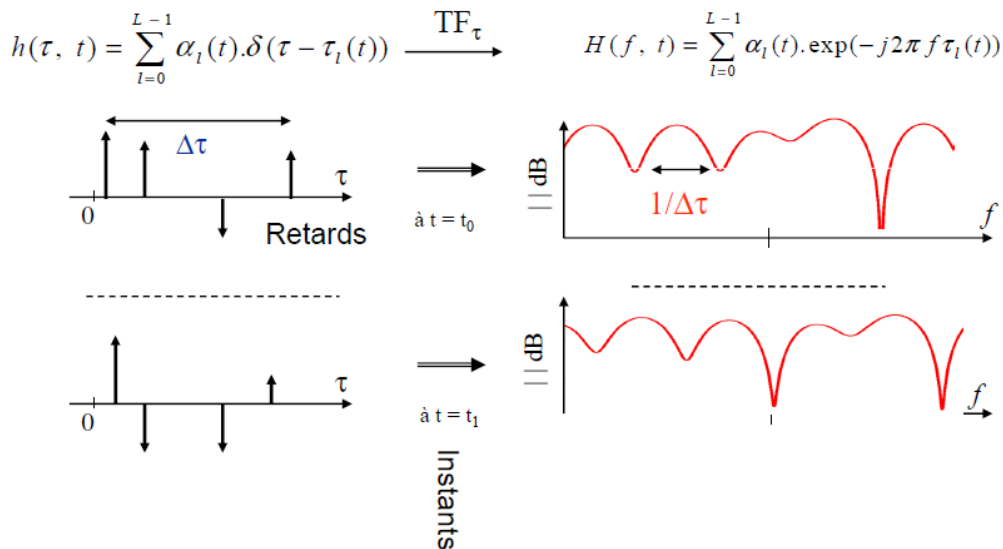
$$y(d, t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) h(d, t - \tau) d\tau$$

La réponse impulsionnel d'un canal multi-trajets peut s'écrire :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t, \tau) \exp[j(2\pi f_c \tau_i(t) + \varphi_i(t, \tau))] \delta(\tau - \tau_i(t))$$

cette relation traduit que chaque trajet (i) de l'onde est affecté par une atténuation $a_i(t, \tau)$, un déphasage φ_i et un retard temporel $\tau_i(t)$. Avec δ est la fonction de Dirac. Dans le cas où le canal est invariant dans le temps la réponse impulsionnel du canal s'écrit :

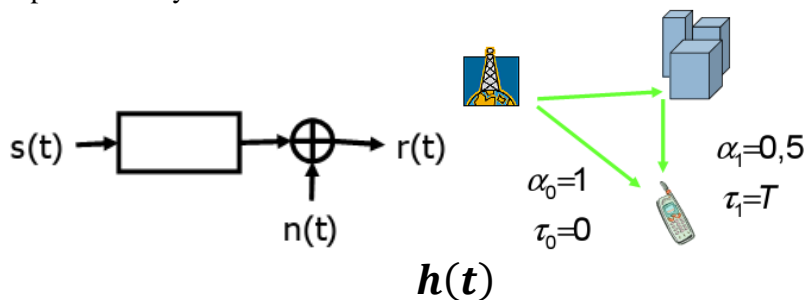
$$h(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \exp[j\theta_i] \delta(\tau - \tau_i)$$



Exemple de canal à trajets multiples :

$$h(t) = \delta(t) + 0.5\delta(t - T)$$

T : période de symbole



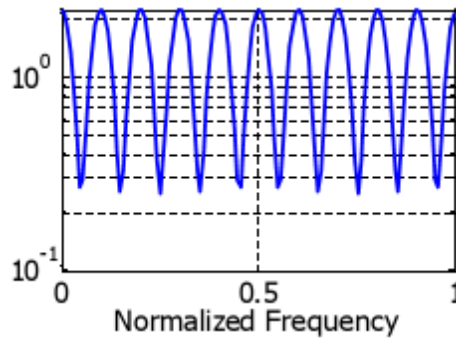
$$r(t) = h(t) * s(t) + n(t)$$

$$r(t) = s(t) + 0.5s(t - T) + n(t)$$

Avec

$$h(t) = \delta(t) + 0.5\delta(t - T) \text{ et } H(f) = 1 + 0.5\exp(-j2\pi fT)$$

$$H(f) = 1 + 0.5\exp(-j2\pi fT)$$



Dispersion des retards

Pour traduire la dispersion du canal de propagation dans le domaine temporel, on détermine le retard moyen τ_m ainsi que la dispersion des retards τ_{RMS} . On définit le profil de retard en puissance par l'équation suivante :

$$P(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |h(t_l, \tau)|^2$$

Le retard moyen τ_m et la dispersion des retards τ_{RMS} sont définis par :

$$\tau_m = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}$$

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\tau_m)^2}$$

Avec

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}$$

On définit aussi le retard maximal : ce retard correspond au dernier rayon ayant une amplitude non négligeable devant le premier trajet, on le note τ_m .

La bande de cohérence

La bande de cohérence B_c est définie comme la bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation peut être considéré comme plat, en d'autres termes c'est la plage de fréquence sur laquelle la fonction de transfert du canal peut être considérée constante.

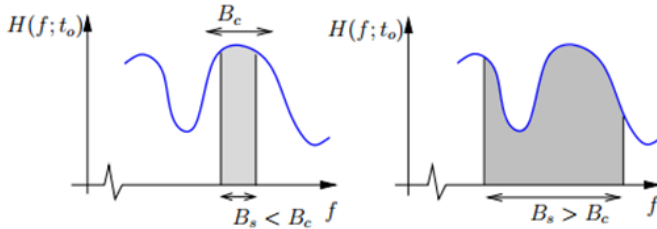
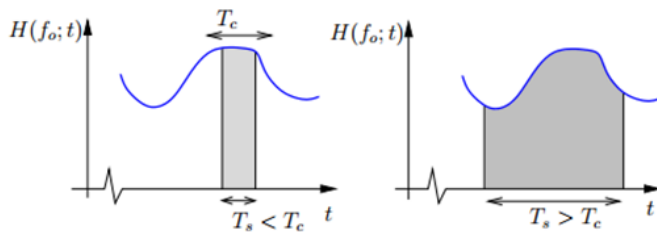


FIGURE 17.12 – Types de canal : à bande étroite et large-bande.



il convient de définir quatre types de canaux et deux types de propagation:

- **Canal non-selectif en fréquence(à bande étroite):**

la largeur de bande de cohérence B_c dépasse largement la largeur de bande du signal émis B_s ($B_s \ll B_c$). on dit que le canal est plat en fréquence car les diverses composantes spectrales du signal sont affectés de la même manière. On voit bien que le canal est non-sélectif en fréquence dans cette

condition. Pour une modulation numérique, la largeur de bande du signal est liée à la durée d'un symbole T_s par $B_s = 1/T_s$.

Ainsi le canal est à bande étroite dès que la durée d'un symbole est grande par rapport aux délais de propagation.

- **Canal sélectif en fréquence (large-bande):**

Lorsque le décalage temporel entre la première et dernière composante devient relativement grand, on a que $B_s > B_c$. le canal devient sélectif en fréquence car la densité spectrale de puissance du signal reçue $Y(f)$ n'a plus la même forme que celle du signal émis $S(f)$; la fonction de transfert $H(f, t)$ n'est plus plane sur la largeur de bande occupée de $s(t)$.

- **Canal non-sélectif en temps (lent)**

le temps de cohérence T_c dépasse largement la durée d'un symbole (ou même d'une centaine de symbole) émis T_s ($T_s \ll T_c$). Ainsi pendant que l'on capte le symbole à la réception, celui-ci "voit" toujours un signal dont ses caractéristiques ne varient pas car le canal ne change pas.

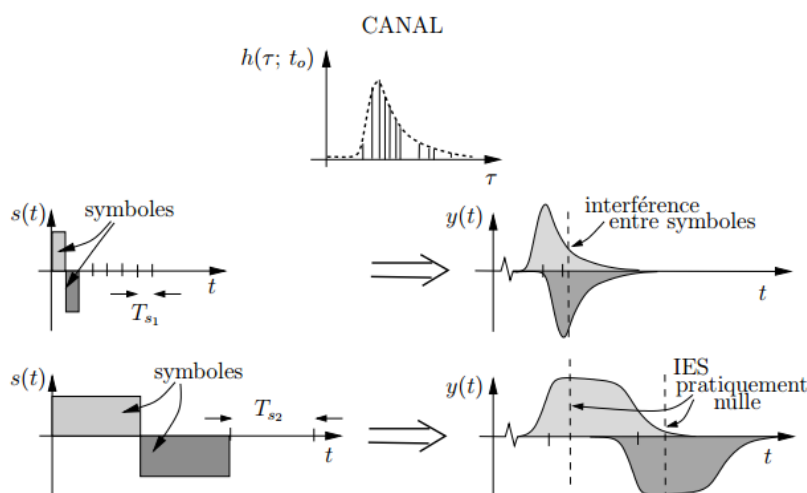
pour une modulation numérique, le canal est lent dès que la durée d'un symbole est petite face aux variations du canal ou du récepteur (canal radio-mobile).

- **Canal sélectif en temps (rapide)**

si les mobiles se déplacent rapidement, la fonction de transfert du canal risque de changer rapidement de sorte qu'il est possible que $T_s > T_c$. Le canal devient sélectif en temps et le signal capté pendant la durée d'un symbole varie.

Largeur de bande de cohérence

La largeur de bande de cohérence B_c est directement liée au délai qui sépare la première composante reçue et les suivantes. Si ce délai dépasse la durée d'un symbole cela signifie que de le symbole précédent risque de chevaucher le symbole actuellement reçu à cause des longs délais de propagation qui séparent les échos captés. Il y aura donc l'interférence entre symbole (IES) comme sur la figure suivante ce qui n'est pas souhaitable on s'en doute bien.



-en haut: interférence entre symbole (adjacente) se produisent lorsque $T_s \approx T_m$ mais, en bas :absente dans une portion importante de $T_s \approx T_m$

Physiquement, la bande de cohérence et la dispersion des retards rendent compte du même phénomène : la dispersion temporelle du canal. On peut donc les relier par :

$$B_c = \frac{1}{50\tau_{rms}} \text{ si le seuil est de 90\%}$$

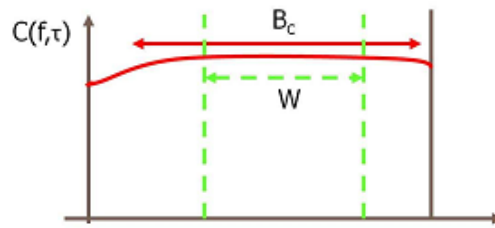
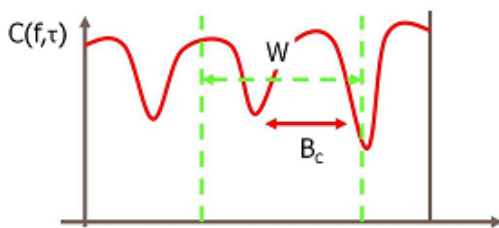
$$B_c = \frac{1}{5\tau_{rms}} \text{ si le seuil est de 50\%}$$

Sélectivité en fréquence :

$B_c < W$: Canal sélectif en fréquence.

$B_c > W$: Canal non sélectif en fréquence.

W : la bande occupée par le signal.



Temps de cohérence

La cohérence temporelle T_c est le paramètre dual de l'étalement Doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence T_c du canal de propagation représente la durée pendant laquelle le canal peut être considéré comme stationnaire. Si la fonction de corrélation temporelle est de 0.5 le temps de cohérence donné par :

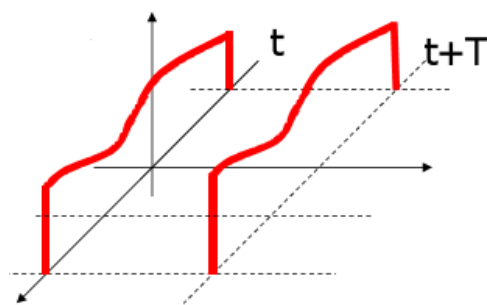
$$T_c = \frac{9}{16\pi f_d^{max}}$$

T_c : approximation du temps pendant lequel le comportement du canal est constant. Le temps de cohérence T_c caractérise la variation temporelle du canal dans le domaine temporel.

Slow fading si $T_c > T$

sur une période symbole T , la fonction de transfert n'a pratiquement pas changée.

Interprétation : le canal change lentement. Il est possible d'adapter les techniques de réception aux changements du canal.



$H(f)$

Exemple d'application : GSM

Vitesse mobile : $v=50\text{km/h}$. Porteuse : $f_c=900\text{MHz}$.

$T_c = c/(2vf_c) = 12 \text{ ms}$.

$T_{slot} = 0,577 \text{ ms}$, temps d'émission d'un utilisateur par slot trame TDMA. Donc, $T_c > 20 \times T_{slot}$.

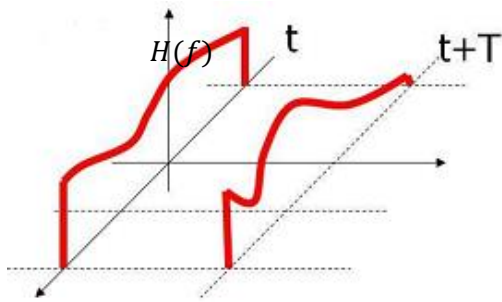
Le temps entre deux changements du canal est long par rapport à la durée d'émission. Donc fading lent et égalisation adaptative possible.

Fast fading si $T_c < T$

Le temps pendant lequel le comportement du canal est identique est plus petit que la période symbole.

Interprétation : le canal change très rapidement. Conséquence : il est impossible d'adapter les techniques de réception aux changements du canal.

Solution : choisir des techniques robustes vis-à-vis de ce type de perturbations.



		Domaine fréquentiel ou retard	
		Canal non sélectif en fréquence (canal à bande étroite) $B \ll B_c$	Canal sélectif en fréquence (canal à large bande) $B \gg B_c$
Domaine temporel ou Doppler	Canal a évanouissements lents (canal non sélectif dans le temps) $T_s \ll T_c$	- Canal non dispersif ou canal à évanouissement plat - En réception, il n'est pas nécessaire de mettre en place un égaliseur	- Canal dispersif en fréquence ou canal à évanouissement temporel plat
	Canal a évanouissements rapides (canal sélectif dans le temps) $T_s \gg T_c$	- Canal dispersif en temps ou canal a évanouissement fréquentiel plat	- Canal dispersif en temps et en fréquence

Tab. Classification des canaux

Exemple

Calculer le retard moyen τ_m et la dispersion des retards τ_{RMS} pour un canal multi-trajets donné sur la figure suivante. Calculer la bande de cohérence de ce canal si on estime que le seuil est de 50%.

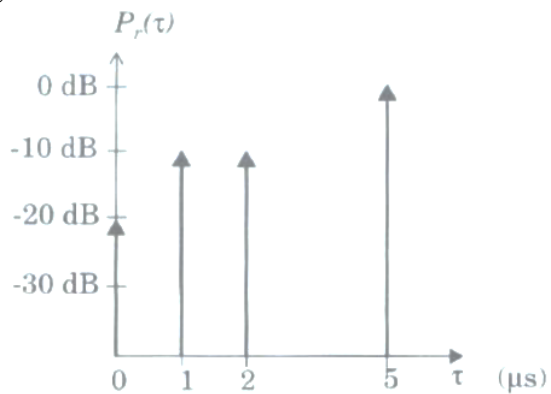


Figure E5.5