

Réseaux locaux et personnels sans fil
Notes de cours, GTR-Sophia-Antipolis
Année 2002-2003

Luc Deneire, deneire@i3s.unice.fr

2 avril 2003

Table des matières

1	Introduction et historique	5
1.1	Objectifs du cours	5
2	Notions de propagation	7
2.1	Pourquoi faut-il faire de la propa en réseaux sans fils	7
2.2	La propagation en espace libre	8
2.3	Exercices résolus	8
3	Les couches physiques utilisées en sans-fils	11
3.1	Modulations de base	11
3.1.1	Les critères pour obtenir une bonne modulation en communications sans fils	11
3.1.2	Une enveloppe la plus constante possible	11
3.1.3	Facteur de crête	13
3.1.4	Représentation des signaux numériques modulés	13
3.1.5	Modulations linéaires sans mémoire	14
3.1.6	Modulations non-linéaires à mémoire	22
3.2	Pour les accros : comment on calcule les densités spectrales des signaux modulés	27
3.3	Modulations à spectre étalé	29
3.4	Définition	29
3.5	Principes de bases : DSSS et FHSS	29
3.5.1	DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum (spectre étalé à séquence directe)	29
3.5.2	Le spectre étalé à saut de fréquence : FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum)	31
3.6	Principes du spectre étalé à séquence directe (DSSS)	33
3.6.1	Modulation	33
3.6.2	Demodulation	34
3.7	DSSS : effet du bruit additif, de l'interférence et d'un canal multichemins .	37
3.7.1	DSSS : performance en présence d'un bruit blanc	37
3.7.2	DSSS : performance en présence d'une interférence à bande étroite .	40
3.8	Quelques notes sur les codes	42
3.8.1	PN : Pseudo-random Noise code, code pseudo-aléatoire	42
3.8.2	Longueur des codes PN	42
3.8.3	Propriétés des séquences PN	42
3.9	Exercices	44
4	OFDM	45
4.1	Modulation multiporteuses	45
4.2	OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing	48
4.2.1	L'orthogonalité permet une bonne efficacité spectrale	48
4.2.2	La FFT (Fast Fourier Transform) permet une implémentation efficace de l'OFDM	50

4.2.3	Le préfixe cyclique permet de s'affranchir complètement de l'effet du canal multichemins.	52
4.3	Quelques notes sur les performances et le codage	54
4.4	Exercices	54
5	Techniques d'accès multiple	57
5.1	Techniques d'accès "fixes" pour réseaux orientés voix	58
5.1.1	Techniques de duplexage	58
5.1.2	L'accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)	60
5.1.3	Accès multiple par répartition temporelle (TDMA : Time Division Multiple Access)	63
5.1.4	Accès multiple par répartition de fréquence (CDMA : Code-Division Multiple Access)	65
5.1.5	Notes sur les performances comparées de TDMA/FDMA/CDMA	65
5.2	Méthodes d'accès aléatoire pour les réseaux orientés données	66
5.2.1	ALOHA pour les communications sans-fils	66
5.2.2	CSMA : Carrier Sense Multiple Access	69
5.2.3	Performances des méthodes d'accès aléatoires	69

Chapitre 1

Introduction et historique

1.1 Objectifs du cours

Dans sa version actuelle, le cours a comme objectif principal de comprendre comment fonctionne le “sans-fils”, ses spécificités et la manière d’installer un réseau local sans fils.

Le cours est organisé de la manière suivante :

1. Historique des communications sans fils (téléphonie et données)
2. Le canal : propagation, perte de puissance, canal multi-chemins
3. Les couches physiques :
 - rappel des modulations numériques
 - Spectre étalé
 - Modulation à porteuses orthogonales
4. La couche MAC : Duplexage et accès multiple
5. WLAN : les standards 802.11
6. WPAN : Bluetooth
7. Installation d’un WLAN

Chapitre 2

Notions de propagation

Ce chapitre, largement inspiré de [?] et de [?], introduit les principes de la propagation, tant en extérieur qu'en intérieur, ainsi que des modèles simples qui permettent de prévoir la puissance reçue à un récepteur (en fonction de la puissance émise et de l'environnement).

2.1 Pourquoi faut-il faire de la propa en réseaux sans fils

Dans le cadre des réseaux filaires (et optiques), l'hypothèse de base est que le milieu permet une transmission quasi sans erreurs. Dans le cadre des réseaux sans fils, cette hypothèse est très loin d'être vérifiée, et la compréhension des mécanismes de propagation est essentielle à la détermination des performances du réseau ainsi qu'à la planification de celui-ci. En effet, les études de propagation ainsi que les modèles qui en découlent permettent de faire une prédiction de la couverture du signal (c'est-à-dire la surface dans laquelle le signal reçu a une puissance suffisante pour la détection des symboles), des débits et des taux d'erreurs atteignables ainsi que, par exemple, de la position optimale d'une station de base.

En dehors du cas relativement simple de la propagation en air libre (et le plus souvent sous l'hypothèse de champ lointain), nous allons distinguer les cas de cellules de taille différentes (souvent appelées femto-, pico-, micro-, macro et megacellules), telles que nous les définirons dans le cadre de la leçon introductive à l'architecture cellulaire.

En quelques mots, nous aborderons dans ce chapitre :

1. La propagation en air libre, principalement caractérisée par une perte de puissance proportionnelle au carré de la distance. Dans ce cas, il n'y a pas d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur et on dit qu'on est en LOS (Line Of Sight)
2. La propagation avec obstruction, caractérisée par la présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur, on dit qu'on est en NLOS (Non Line Of Sight). C'est le cas de la propagation en bâtiment de même que la propagation en milieu urbain. Dans le cas NLOS, on peut distinguer plusieurs types d'effets et donc de modèle de canal.
 - La transmission à travers un obstacle, par exemple une cloison, un mur, une fenêtre.
 - La réflexion (un signal est réfléchi sur un obstacle, le cas le plus simple étant la réflexion sur le sol).
 - La diffraction sur une crête. La diffraction est un processus complexe par lequel une onde incidente sur une crête (par exemple le toit d'une maison) se propage dans des directions différentes de l'onde incidente, avec une atténuation importante (la région qui se situe derrière la crête sera appelé région ombrée).

- La diffusion : générée par un ensemble d'objets de forme irrégulière (surfaces rugueuses, meubles, véhicules, arbres, etc.), elle est modélisée comme étant un ensemble de sources d'ondes sphériques. Cet effet n'est significatif dans le cas où les modules radio sont dans un environnement très obstrué (par exemple dans une maison) de même que pour la modélisation des effets dus aux déplacements des transceivers.

Au delà de ces effets physiques, on modélisera le canal comme un filtre à réponse impulsionnelle finie et dont les coefficients sont des processus aléatoires (i.e. des variables aléatoires variant dans le temps). On parlera de canal multitrajet. Dans ce cadre, nous introduirons rapidement le problème de l'égalisation du canal.

3. Les effets de la vitesse des mobiles sur la propagation sont principalement caractérisés par l'étalement Doppler. Dans ce cadre, nous introduirons également les notions de temps et bande de cohérence.

2.2 La propagation en espace libre

Sans revenir en détails sur les expressions des champs électromagnétiques, qui font l'objet du cours de propagation, on peut "donner" l'équation de Friis pour la propagation en air libre en fonction de la distance d entre l'émetteur et le récepteur (distance E-R) :

$$P_r(d) = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

où P_r, P_e sont respectivement les puissances reçues et émises et G_e, G_r sont les gains des antennes d'émission et de réception. λ est la longueur d'onde utilisée exprimée en mètres

2.3 Exercices résolus

Exercice 2.1 – *Quelle est la puissance reçue (en dBm) par 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 ?*
- *Quel est le délai de transmission en ns ?*

Solution :

- *La puissance de l'émetteur vaut, en dBm (i.e. en dB-milliWatts) $10 * \log_{10}(1000mW) = 30dBm$*

$$\begin{aligned} \frac{P_r}{P_e} &= G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \\ &= 1.6 * 1.6 \left(\frac{c/f}{4\pi 1600m} \right)^2 \\ &= 1.6 * 1.6 \left(\frac{3*10^8/2.4*10^9}{4\pi 1600m} \right)^2 \\ &= 9.895 * 10^{-11} \end{aligned}$$

- *La perte en dB vaut $-10 * \log_{10}(9.895 * 10^{-11}) = 100.04dB$*
- *La puissance reçue vaut $30dBm - 100.04dB = -70.04dBm$*
- *Perte : $-100.04 dB$*
- *Délai : $1600m/3 * 10^8 m/s = 5.3 ns$*

Exercice 2.2 *On a un émetteur de 50 W, exprimez la puissance en dBm et dBW. Avec une antenne de Gain unitaire, à une fréquence de 900 MHz, trouvez la puissance au récepteur en dBm, en espace libre et à une distance de 100 m et 10 km.*

Solution

$$P_e = 17 \text{ dBW} = 47 \text{ dBm}, P_r(100\text{m}) = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} = 3.510^{-6} \text{ W} = -24.5 \text{ dBm}$$

$$P_r(10\text{km}) = P_r(100\text{m}) - 40 \text{ dB} = -64.5 \text{ dBm}$$

Exercice 2.3 *bf macro-cellulaire, modèle de Okumura-Hata*

Le modèle de Okumura-Hata est le suivant (où L représente les pertes) :

$$L = A + B \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d + C_m \text{ (dB)} \quad (2.2)$$

	150 – 1000 MHz	1500 – 2000 MHz
A	69.55	46.3
B	26.16	33.9

$$a(h_m) = 1.1(\log_{10} f_c - 0.7)h_m - (1.56 \log_{10} f_c - 0.8) \quad \text{pour une ville petite à moyenne}$$

$$a(h_m) = 3.2(\log_{10}(11.75h_m))^2 - 4.97 \quad \text{pour une grande ville}$$

L	Perte en dB
f_c	frèquence porteuse en MHz
h_b	hauteur effective de l'antenne de la station de base (m)
h_m	hauteur effective de l'antenne du mobile (m)
d	distance entre le mobile et la station de base (km)
C_m	facteurs de correction

Déterminez la perte dans une cellule (GSM : 900 et 1800 MHz) d'une grande ville. La station de base est à une hauteur de 100 m et le mobile est à une hauteur de 2 m. La distance mobile-station de base est de 4 km.

Exercice 2.4 canal multichemins

Le délai moyen d'un canal multichemin est donné par :

$$\bar{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \tau_k \beta_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} \beta_k^2}} \quad (2.3)$$

L'étalement moyen (au sens RMS : Root Mean Squared) est

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \tau_k^2 \beta_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} \beta_k^2} - \bar{\tau}^2} \quad (2.4)$$

On donne un canal qui a les caractéristiques suivantes :

Delai relatif en microsecondes Puissance relative en dB

0.0	-1.0
0.5	0.0
0.7	-3.0
1.5	-6.0
2.1	-7.0
4.7	-11.0

On demande de dessiner le profil de puissance, de calculer le délai maximum, moyen et l'étalement RMS. Un canal est considéré à large bande si sa bande de cohérence est plus petite que le débit symbole du système. Est-ce que ce canal est large bande pour un débit de 25 kbps ?

Chapitre 3

Les couches physiques utilisées en sans-fils

3.1 Modulations numériques de base pour le sans fils : motivations et signaux

3.1.1 Les critères pour obtenir une bonne modulation en communications sans fils

Dans le cas de la transmission sans fils (et donc dans le cas mobile), les modulations doivent permettre :

- l'utilisation de circuits à faible consommation (temps batterie) ;
- l'utilisation d'un spectre utile bien délimité, autrement dit, le signal doit être fortement atténué en dehors de la bande passante ;
- une implémentation la plus simple possible ;
- une bonne performance (en BER par rapport au rapport signal/bruit) ;
- une efficacité spectrale ($\eta_B \frac{\text{débit}}{\text{largeur de bande}} = \frac{R}{B}$ en bits/sec/Hz) la meilleure possible. Cette efficacité spectrale est évidemment bornée par la capacité (qui, dans un canal à bruit blanc additif Gaussien, vaut : $\eta_{B_{max}} = \frac{C}{B} = \log_2(1 + \frac{S}{N})$)

En privilégiant les deux premiers critères, les concepteurs de premiers systèmes sans fils ont généralement opté pour des modulations à enveloppe constante (ou presque).

3.1.2 Une enveloppe la plus constante possible

L'utilisation d'une modulation à amplitude constante présente quatre avantages importants liés à l'utilisation d'amplificateurs "non-linéaires" (e.g. classe C et classe E pour le GSM).

La transmission de signaux électromagnétiques doit nécessairement s'accompagner d'une amplification du signal. Si l'amplitude du signal varie de façon importante, on voit clairement sur la figure 3.1 que, pour garder une fidélité acceptable, il faut rester dans la plage linéaire de l'ampli. D'autre part, si on travaille à amplitude constante, la même figure nous montre que l'on peut travailler dans la région non-linéaire.

Les quatre avantages principaux de l'utilisation d'amplificateurs "non linéaires" (en fait, qui ne sont pas parfaitement linéaires dans la plage utilisée) sont :

1. Ces amplificateurs ont un rendement élevé (le rendement étant le rapport entre la puissance émise par l'ampli et sa puissance consommée). A titre d'exemple, le

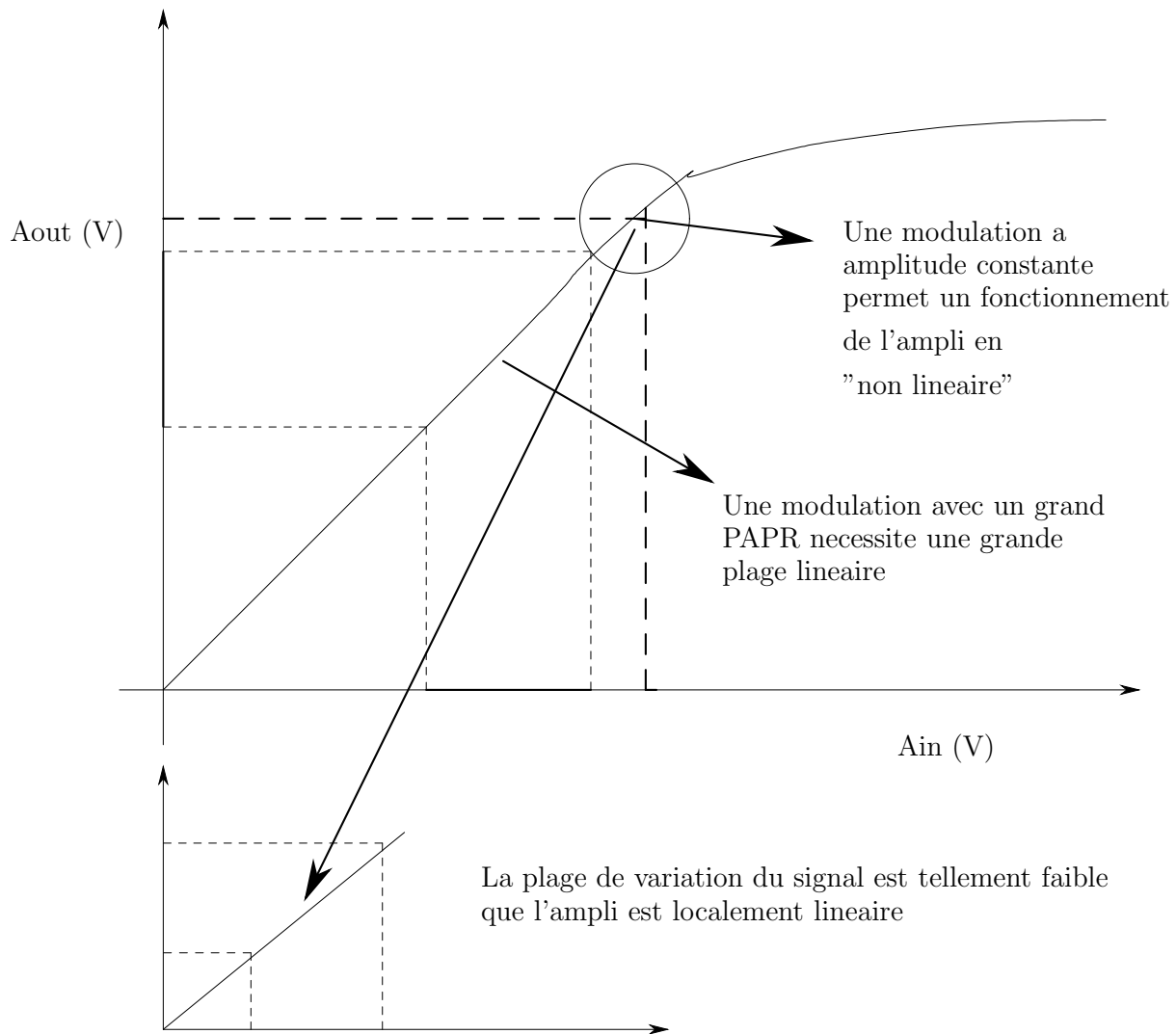


FIG. 3.1 – Sur la caractéristique d'un ampli, on voit qu'une modulation à amplitude constante permet de travailler en région "non linéaire"

rendement typique d'un ampli classe A (très linéaire) est de 25 % tandis qu'un ampli classe C peut dépasser les 85 % de rendement.

2. La puissance utilisée par les amplis (surtout linéaires) est relativement insensible à la puissance émise, on a donc intérêt à fonctionner le plus près possible de la partie non linéaire.
3. Les non-linéarités provoquent un élargissement du spectre d'émission. Si on fonctionne à amplitude constante, la plage du signal d'entrée est tellement faible (en théorie nulle) que l'ampli est linéaire dans cette plage et ne provoque donc pas d'élargissement du spectre.
4. Un très bon contrôle automatique de gain peut être utilisé, ce qui facilite la conception du circuit de réception. Par exemple, dans le cas de la réception FM, on peut utiliser un simple limiteur-discriminateur (le limiteur ... limite le signal d'entrée à une amplitude max et le discriminateur ... discrimine simplement les fréquences utilisées).

3.1.3 Facteur de crête

On caractérise souvent la "constance" de la modulation par le facteur de crête, qui est défini comme étant la racine carrée du rapport entre le maximum du signal au carré et sa moyenne (c'est à dire sa puissance).¹

$$CF = \sqrt{\frac{\max s(t)^2}{E \{s(t)^2\}} \Big|_{t=kT_s}} \quad (3.1)$$

Notons que cette grandeur ne caractérise malheureusement pas complètement la constance de la modulation, dans la mesure où les instants entre les instants d'échantillonnage ne sont pas pris en compte.

3.1.4 Représentation des signaux numériques modulés

Un signal numérique étant représenté par une suite de nombres, il convient de construire un interface entre ces nombres et le canal, c'est le rôle de la modulation numérique, qui fournira un signal forcément analogique au canal. La procédure habituelle est, étant donné un alphabet M de symboles différents, que l'on peut représenter par $k = \log_2 M$ bits, on fait correspondre (biunivoquement) à chacun des M symboles de la séquence d'information $\{d_n\}$ un signal $s_m(t)$ pris dans un ensemble $\{s_m(t)\}, m = 1, 2, \dots, M$. Les signaux $s_m(t)$ sont supposés être à énergie finie.

De la même manière que dans le cas analogique, nous avons principalement le choix entre les modulations d'amplitude, de phase ou de fréquence, ou croisées (principalement amplitude/phase) :

$$s(t) = \underbrace{A(t)}_{PAM: Pulse Amplitude Modulation} \cos \left[\underbrace{\omega(t)}_{FSK: Frequency Shift Keying} + \underbrace{\phi(t)}_{PSK: Phase Shift Keying} \right] \quad (3.2)$$

On distingue les modulations :

¹Je dois revoir la formule du CF, il doit y avoir plus général

sans mémoire si, la *rapidité de modulation* (nombre de symboles transmis par seconde) étant $\frac{1}{T}$, $s_m(t) = 0$ si $t < 0$ et $t > T$. En d'autres termes, le signal présent à la sortie du modulateur ne dépend que d'un seul symbole a_n à la fois.

avec mémoire dans le cas contraire.

linéaire si le principe de superposition est applicable à la sortie du modulateur (la sortie peut s'écrire sous la forme d'une somme d'impulsions $s_m(t)$).

non-linéaire , dans le cas contraire.

3.1.5 Modulations linéaires sans mémoire

Dans un premier temps, rappelons-nous que nous travaillons toujours en "signaux équivalents passe-bas", comme décrit aux cours de signaux et transmissions. On représente alors le signal par :

$$s(t) = \Re[v(t)e^{j\omega_c t}] \quad (3.3)$$

où $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ est la fréquence porteuse et $v(t)$ est le signal équivalent passe-bas. ²

Modulation d'amplitude

Encore appelée en français MDA (modulation par déplacement d'amplitude) ou, en anglais PAM ou ASK (Amplitude Shift Keying), il s'agit simplement d'associer aux symboles la série de signaux :

$$s_m(t) = \Re[A_m u(t)e^{j\omega_c t}] \quad (3.4)$$

où $\{A_m, m = 1, 2, \dots, M\}$ représentent les M amplitudes possibles.

Exemple 3.1 Modulation d'amplitude à deux états

Simplifions cet exemple à l'extrême, en adoptant :

1. $M = 2$, i.e. deux symboles représentables par un seul bit
2. $A_1 = 1, A_2 = -1$
3. $u(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$

Ce qui donne les allures de signaux de la figure 3.2.

Le rôle de l'**impulsion de base** $u(t)$ est de transformer le signal discret (présent seulement en des endroits discrets du temps) en un signal analogique. Selon la forme de celui-ci, on a une modulation à mémoire ou non, d'autre part, cette impulsion permet de déterminer, comme nous allons le voir plus loin, la forme de la densité spectrale de puissance à la sortie du modulateur.

Le *diagramme d'état* (figure 3.3) d'une modulation représente les états possibles de la sortie dans des axes représentant les fonctions de bases des signaux. Dans ce cas-ci, la fonction de base est $\cos \omega_c t = \Re[e^{j\omega_c t}]$, et donc on a un seul axe.

En termes de signal équivalent passe-bas, on obtient :

$$v(t) = A_m(t) = A_m u(t), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.5)$$

Dans ce formalisme, $u(t)$ est la fonction de base et A_m les états possibles du système.

²Vérifier avec Monsieur Ferrari

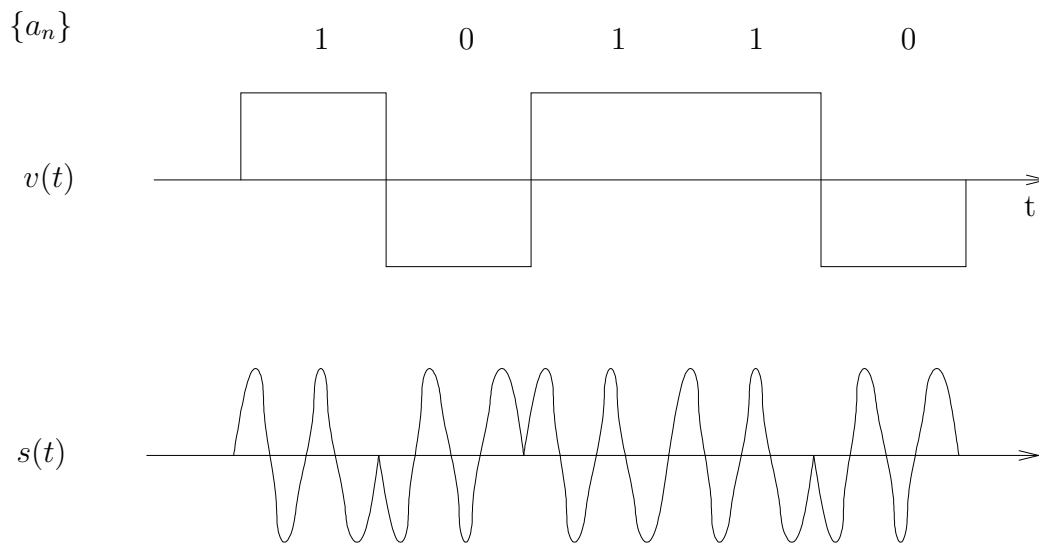


FIG. 3.2 – Modulation d'amplitude binaire à deux états

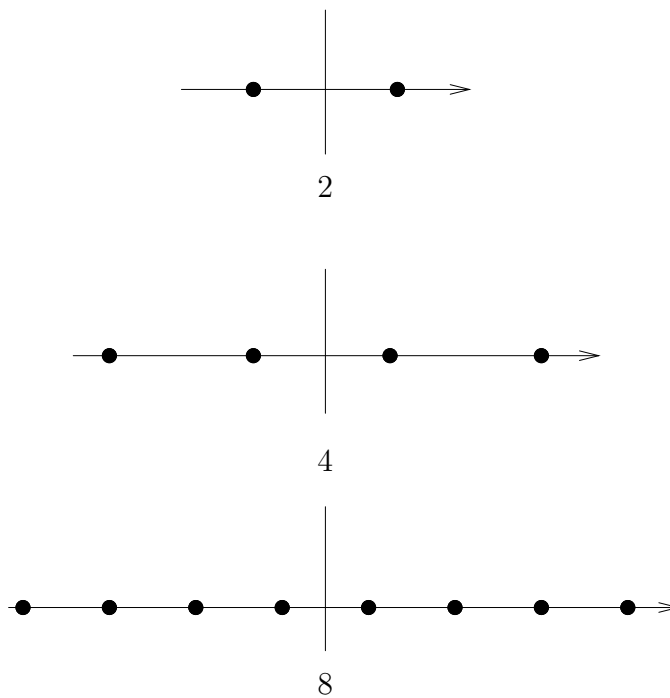


FIG. 3.3 – Diagramme d'état du signal PAM-M

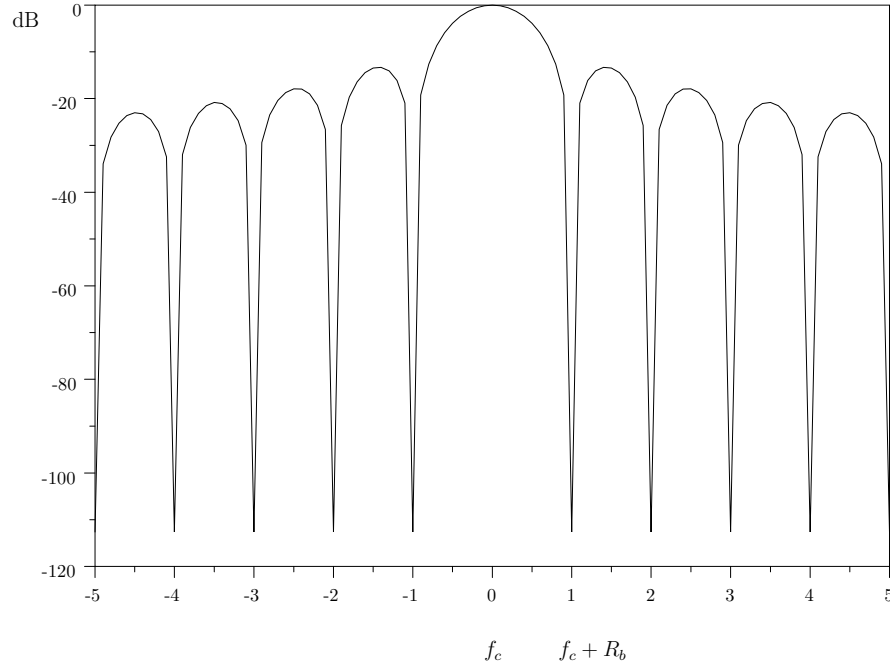


FIG. 3.4 – Densité spectrale de puissance du BPSK sans filtrage

Modulation de phase

Modulation de phase à deux états : BPSK (Binary Phase Shift Keying) La modulation de phase à deux états correspond exactement à la modulation par déplacement d'amplitude à deux états, cependant, on considère simplement que deux symboles successifs sont déphasés de 180 degrés. :

$$s_m(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_m + \theta_c) \quad m = 0, 1, \theta_m = m\pi \quad (3.6)$$

On notera que $E_b = .5A^2T_b$.

Spectre et largeur de bande du BPSK

Le lecteur intéressé pourra voir en fin de chapitre comment on calcule le spectre des signaux numériques. Dans ce cadre-ci, on se contentera de donner le résultat. La densité spectrale de puissance du signal équivalent passe-bas est donnée par :

$$P_{BPSK,LP}(f) = 2.E_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (3.7)$$

ce qui donne, en bande transposée (RF) :

$$P_{BPSK,BP}(f) = \frac{E_b}{2} \left[\left(\frac{\sin(\pi(f - f_c)T_b)}{\pi(f - f_c)T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin(\pi(f + f_c)T_b)}{\pi(f + f_c)T_b} \right)^2 \right] \quad (3.8)$$

La densité spectrale du BPSK pur (sans filtrage) aura l'allure suivante :

Modulation de phase différentielle Dans le cas du BPSK ou du PAM-x, on doit recourir à de la démodulation cohérente (on doit connaître la phase du signal avant démodulation), ce qui donne de meilleurs performances au niveau du taux d'erreurs, mais

complice la conception du récepteur (et donc son coût, et potentiellement sa consommation de puissance). La modulation différentielle permet d'effectuer une démodulation non-cohérente et ne nécessite donc pas d'estimation fine de la phase au récepteur, permettant la conception de circuits bon marché particulièrement prisés dans les récepteurs sans fils. Dans les systèmes différentiels, la séquence de bits est codée de façon différentielle et est ensuite modulée (dans le cas du DPSK, modulée en phase). Le codage différentiel consiste à générer, en fonction d'une suite de bits d'entrée $\{d_k\}$, une suite de bits $\{s_k\}$ valant 1 si deux entrées successives sont identiques et 0 sinon.

Exemple 3.2 *Modulation binaire différentielle*

$\{s_k\}$		1	0	0	1	0	1	1	0
$\{d_{k-1}\}$		1	1	0	1	1	0	0	0
$\{d_k\}$	1	1	0	1	1	0	0	0	1

On notera que la densité spectrale de puissance est essentiellement la même mais que les performances en termes de BER sont inférieures à celles du BPSK.

Modulation de phase à 4 états (QPSK : Quadrature Phase Shift Keying) La modulation de phase à 4 états consiste, de façon très similaire au BPSK, à utiliser 4 phases différentes (par exemple $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$) pour coder deux bits :

$$s_m(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_m + \theta_c) \quad m = 0, 1, 2, 3 \quad \theta_m = m \frac{\pi}{2} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.9)$$

où $A = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}$. On peut aisément montrer que

$$s_m(t) = A \left(\cos(m \frac{\pi}{2}) \cos(\omega_c t) - \sin(m \frac{\pi}{2}) \sin(\omega_c t) \right) \quad m = 0, 1, 2, 3 \quad \theta_m = m \frac{\pi}{2} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.10)$$

Cette forme permet de voir le QPSK comme un signal bidimensionnel avec des fonctions de base $\cos \omega_c t$ et $\sin \omega_c t$, et on peut donc dessiner la constellation dans un diagramme d'état bi-dimensionnel, comme indiqué dans la figure 3.5.

D'autre part, de la même manière que pour le BPSK, on obtient l'expression suivante de la densité spectrale de puissance :

$$P_{QPSK, BP}(f) = E_b \left[\left(\frac{\sin(2\pi(f - f_c)T_b)}{2\pi(f - f_c)T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin(2\pi(f + f_c)T_b)}{2\pi(f + f_c)T_b} \right)^2 \right] \quad (3.11)$$

On notera que l'efficacité spectrale est doublée, puisqu'on envoie deux bits par symbole pour une même allure du spectre, alors que les performances (non dérivées ici) en termes de taux d'erreurs de bits sont les mêmes.

Offset QPSK : PSK-4 avec décalage

L'amplitude d'un signal QPSK est idéalement constante, cependant, après mise en forme, le signal n'est plus constant. En particulier, lors d'un changement de phase de 180 degrés, l'amplitude peut passer par zéro. Ces passages par zéro, lors de l'amplification par un ampli non-linéaire et/ou lors du passage dans un limiteur, provoque un élargissement du spectre (la densité spectrale des lobes secondaires augmente). Pour éviter ce phénomène, l'OQPSK se base sur la représentation en des composantes en phase et en

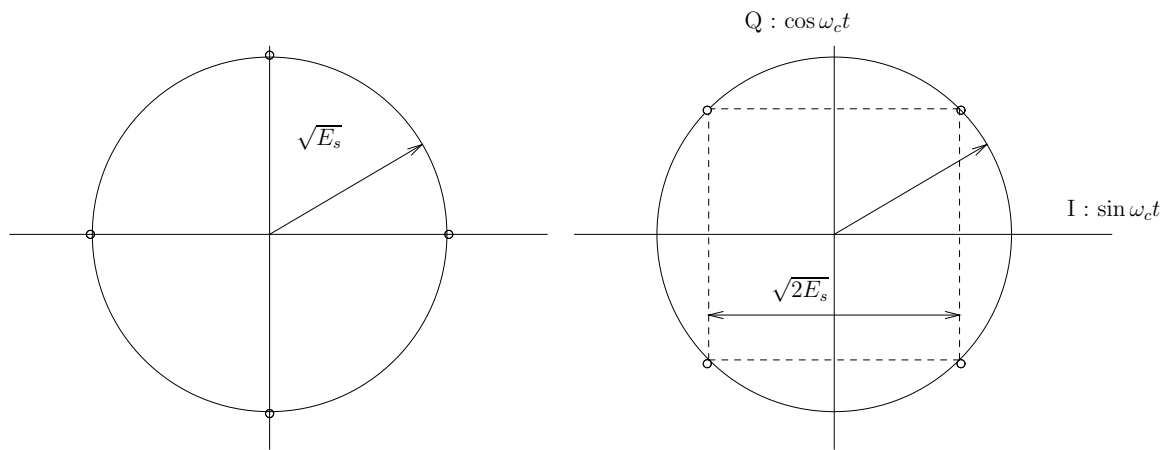
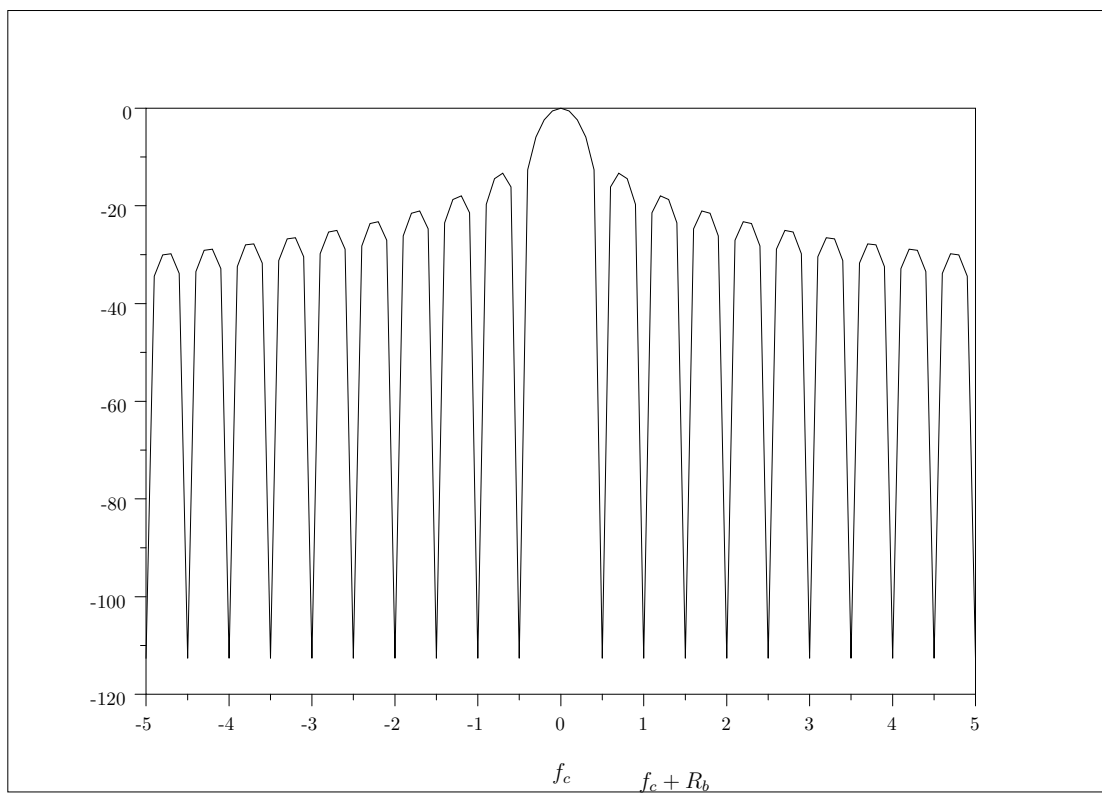


FIG. 3.5 – Constellation QPSK



quadrature (les facteurs des termes en $\sin \omega_c t$ et $\cos \omega_c t$ dans l'équation 3.10) et décale ces termes dans le temps d'un demi-temps symbole. Ce comportement est illustré en figure 3.6. La phase ne variant que de 90 degrés à chaque temps T_b , les variations d'enve-

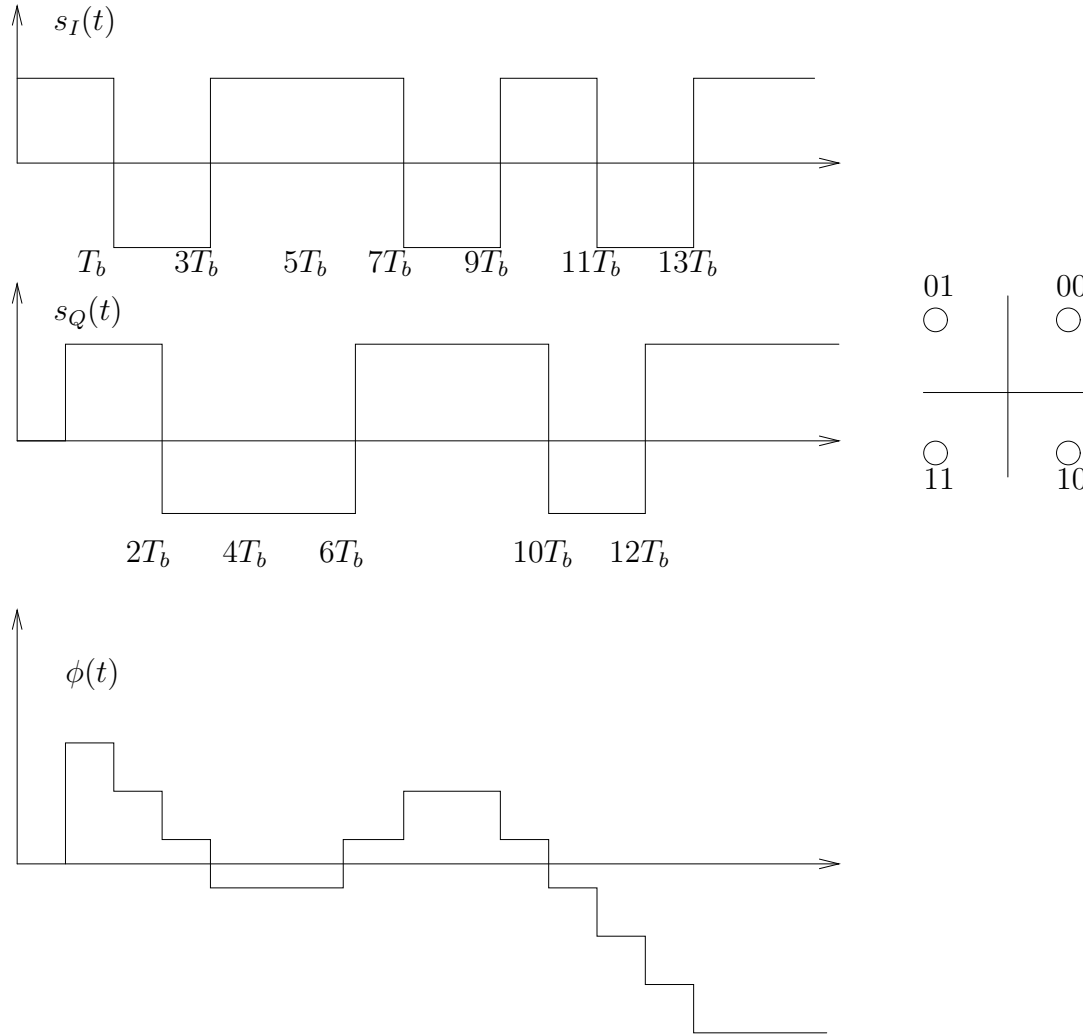


FIG. 3.6 – Génération de signaux OQPSK : la phase change au maximum de 90 degrés

loppe sont considérablement diminuées et les problèmes d'élargissement de spectre sont considérablement moindres. D'autre part, le spectre de l'OQPSK est le même que celui du QPSK, ainsi que ses performances.

Modulation $\pi/4$ QPSK La modulation $\pi/4$ QPSK consiste à faire tourner la constellation de $\pi/4$ à chaque temps symbole. De ce fait, la variation de phase maximale est de 135 degrés (contre 180 pour le QPSK et 90 pour l'OQPSK). Du point de vue de la constance de l'enveloppe, cette modulation est un compromis entre le QPSK et l'OQPSK. Par contre, elle présente l'avantage considérable de pouvoir être détectée de façon non cohérente. D'autre part, elle se comporte mieux que l'OQPSK dans un environnement mobile.

Les variations de phase, pour du $\pi/4$ DQPSK, en fonction des bits d'entrée sont donnés

par :

bits d'entrée		variation de phase
1	1	$\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$-3\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

(3.12)

Modulation d'amplitude en quadrature

La modulation d'amplitude simple consiste à multiplier la porteuse par une amplitude variable au gré des symboles. Il semble tout-à-fait naturel de vouloir utiliser une seconde porteuse en quadrature. On obtient alors les signaux de base :

$$s_m(t) = A_{mc}u(t) \cos \omega_c t - A_{ms} \sin \omega_c t, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.13)$$

Cela correspond simplement à

$$s_m(t) = \Re[(A_{mc} + jA_{ms})u(t)e^{j\omega_c t}] \quad (3.14)$$

Clairement, nous aurons cette fois-ci un diagramme d'état bidimensionnel. Les figures suivantes illustrent le cas du QAM-4 et du QAM-16 (qui portent respectivement 2 et 4 bits par symbole).

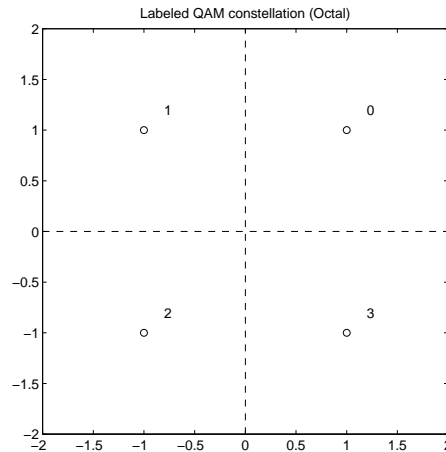


FIG. 3.7 – Constellation du QAM-4

Modulation de phase (PSK : Phase Shift Keying)

La modulation de phase consiste à affecter la porteuse d'une phase variable au gré des symboles. On obtient alors les signaux de base :

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \Re[u(t)e^{j\theta_m} e^{j\omega_c t}] \\ &= u(t) \cos[\omega_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1)] \quad m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (3.15)$$

Comme d'habitude, $u(t)$ est une impulsion de base qui sert à déterminer la forme du spectre. Quand celle-ci est constante, le signal PSK est un signal d'amplitude constante. On peut également combiner la modulation d'amplitude avec le PSK.

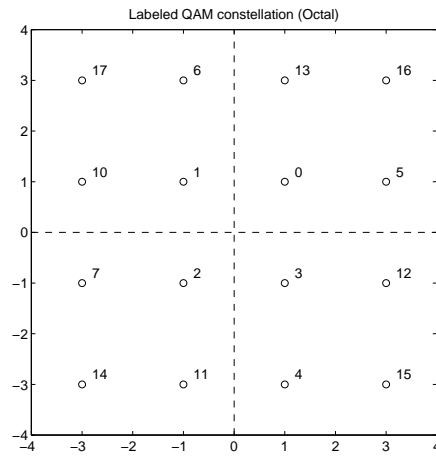


FIG. 3.8 – Constellation du QAM-16

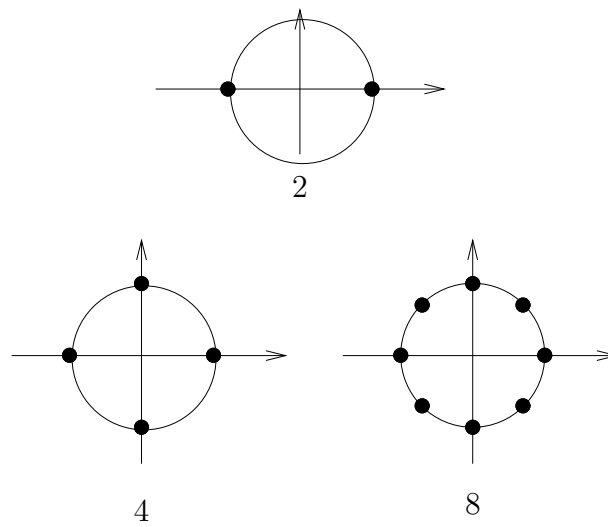
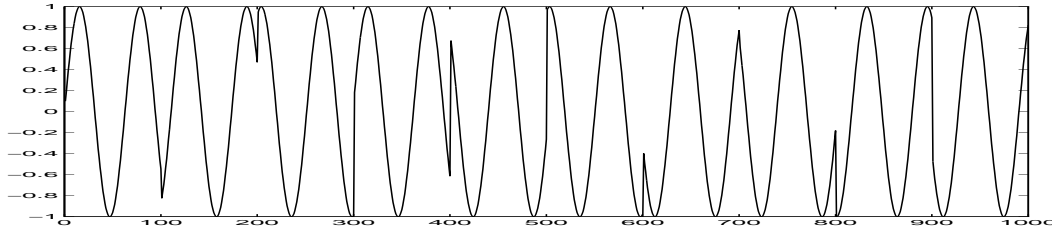


FIG. 3.9 – Diagramme d'état du signal PSK-M

3.1.6 Modulations non-linéaires à mémoire

CPFSK : Continuous-Phase Frequency Shift Keying

Un signal FSK est généré en modifiant la fréquence en fonction des données d'une grandeur : $f_n = (\Delta f/2)I_n$, $I_n = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$. Le paramètre important est évidemment Δf . On pourrait générer ces différentes fréquences par l'utilisation de $M = 2^k$ oscillateurs, ce qui pourrait provoquer des discontinuités importantes au niveau du signal, comme indiqué ci-dessous.



Il est clair que ces discontinuités de phase généreront un contenu spectral important en dehors de la bande désirée. Nous devons donc nous limiter à un passage d'une fréquence à l'autre à phase continue : **CPFSK** : *Continuous-Phase* FSK.

La représentation d'un signal FSK passe par la définition d'un signal intermédiaire (dit de données) PAM :

$$d(t) = \sum_n I_n u(t - nT) \quad (3.16)$$

où les amplitudes $\{I_n\}$ valent $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$ en fonction de la séquence d'information $\{a_n\}$ et $u(t)$ est ici une impulsion rectangulaire d'amplitude $\frac{1}{2T}$ (de manière à avoir $\int_T u(t) = 1/2$) et de durée T . On exprime alors le signal CPFSK équivalent passe-bas par :

$$v(t) = A \exp \left\{ j \left(4\pi T f_d \int_{-\infty}^t d(\tau) d\tau + \phi_0 \right) \right\} \quad (3.17)$$

où f_d est la déviation de fréquence maximale et ϕ_0 est une constante.

Le signal passe-bande peut alors être exprimé sous la forme :

$$s(t) = A \cos[2\pi f_c t + \phi(t; \mathbf{I}) + \phi_0] \quad (3.18)$$

où $\phi(t; \mathbf{I})$ est la phase variable, définie par

$$\begin{aligned} \phi(t; \mathbf{I}) &= 4\pi T f_d \int_{-\infty}^t d(\tau) d\tau \\ &= 4\pi T f_d \int_{-\infty}^t \left(\sum_n I_n u(\tau - nT) \right) d\tau \end{aligned} \quad (3.19)$$

L'intégrale de $d(t)$ est continue et, partant, le signal est bien à phase continue. La phase peut d'ailleurs, en développant l'intégrale, s'exprimer sur l'intervalle $nT \leq t \leq (n+1)T$

par :

$$\begin{aligned}\phi(t; \mathbf{I}) &= 2\pi T f_d \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + 2\pi f_d(t - nT)I_n \\ &= \theta_n + 2\pi h I_n q(t - nT)\end{aligned}\quad (3.20)$$

où $h, \theta_n, q(t)$ sont définis par :

$$h = 2f_d T \quad (3.21)$$

$$\theta_n = \pi h \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k \quad (3.22)$$

$$q(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ t/2T & 0 \leq t \leq T \\ 1/2 & t > T \end{cases} \quad (3.23)$$

On appelle h l'*indice de modulation*. On observe que θ_n contient une constante qui représente l'accumulation de tous les symboles émis jusque $(n - 1)T$.

CPM : Modulation de Phase Continue

On peut généraliser la CPFSK en utilisant simplement un signal à phase variable avec :

$$\phi(t; \mathbf{I}) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^n I_k h_k q(t - kT) \quad nT \leq t \leq (n + 1)T \quad (3.24)$$

où l'on peut exprimer $q(t)$ en fonction d'une impulsion $u(t)$ par :

$$q(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau \quad (3.25)$$

Quand $h_k = h \forall k$, l'indice de modulation est constant pour tous les symboles, sinon, on parle de *modulation CPM multi-h*, dans ce cas, les h_k varient de façon cyclique dans un ensemble fini d'indices de modulation.

Dans le cas du CPFSK, il est intéressant de dessiner les trajectoires de phase possible, c'est ce que fait la figure 3.10 pour le cas binaire. On appelle ce diagramme l'*arbre de phase*.

Cet arbre de phase croît indéfiniment avec le temps, pour pouvoir revenir à des proportions plus acceptables, il convient de ramener les phases entre $-\pi$ et π d'une part, et de choisir h de manière à ce que la phase passe par un multiple de 2π à certains instant kT , k étant un entier. L'arbre de phase devient alors un *treillis de phase* ou *treillis d'état*, les différentes phases aux instants kT se confondant avec des états du système.

La figure 3.11 représente le treillis pour le CPFSK2 avec $h = \frac{1}{2}$.

MSK : Minimum Shift Keying

Dans le cas où l'indice de modulation $h = \frac{1}{2}$, on obtient une modulation particulière appelée *Minimum Shift Keying*. La phase du signal, dans l'intervalle $nT \leq t \leq (n + 1)T$

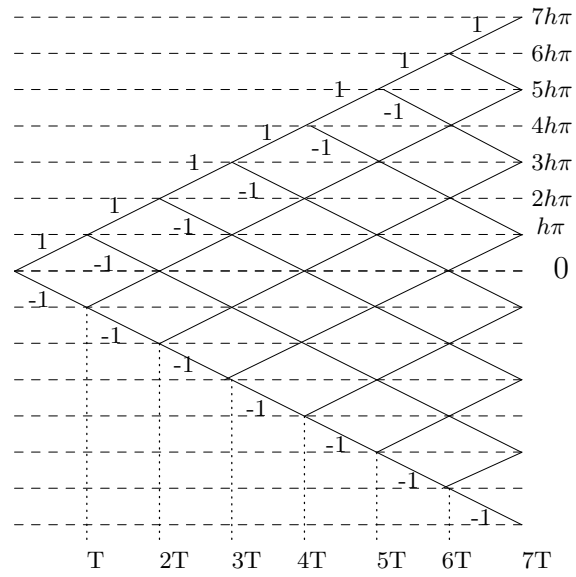


FIG. 3.10 – Arbre de phase pour le CPFSK-2

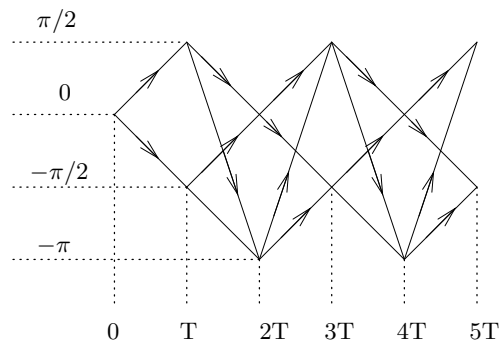


FIG. 3.11 – Treillis de phase pour le CPFSK-2

vaut :

$$\begin{aligned}\phi(t; \mathbf{I}) &= \frac{\pi}{2} \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + \pi I_n q(t - nT) \\ &= \theta_n + \frac{\pi}{2} I_n \left(\frac{t - nT}{T} \right)\end{aligned}\quad (3.26)$$

Le signal modulé vaut donc :

$$\begin{aligned}s(t) &= A \cos \left[\omega_c t + \theta_n + \frac{\pi}{2} I_n \left(\frac{t - nT}{T} \right) \right] \\ &= A \cos \left[2\pi \left(f_c + \frac{1}{4T} I_n \right) t - \frac{n\pi}{2} I_n + \theta_n \quad nT \leq t \leq (n+1)T \right]\end{aligned}\quad (3.27)$$

Cette dernière expression montre clairement que le CPFSK-2 est une sinusoïde ayant deux fréquences possibles dans un intervalle de temps donné :

$$\begin{aligned}f_1 &= f_c - \frac{1}{4T} \\ f_2 &= f_c + \frac{1}{4T}\end{aligned}\quad (3.28)$$

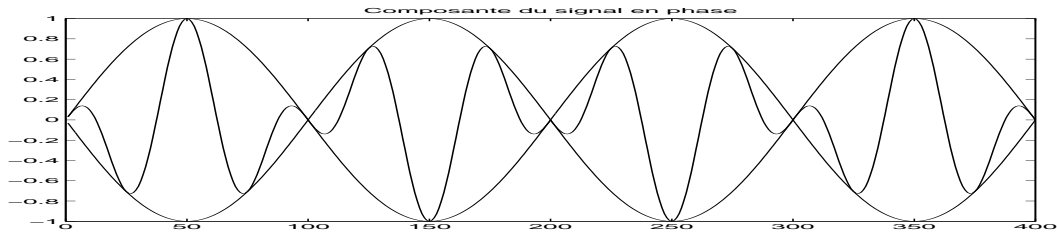
La différence de fréquence vaut $\Delta f = f_2 - f_1 = 1/2T$. On peut montrer que c'est la différence minimale pour assurer l'orthogonalité entre les signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ sur un intervalle de temps de symbole, ce qui justifie l'appellation *Minimum Shift Keying*.

Le MSK peut également être représenté par un PSK-4 à impulsion de base sinusoïdale, soit, en équivalent passe-bas :

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [I_{2n} u(t - 2nT) - j I_{2n+1} u(t - 2nT - T)] \quad (3.29)$$

avec l'impulsion de base

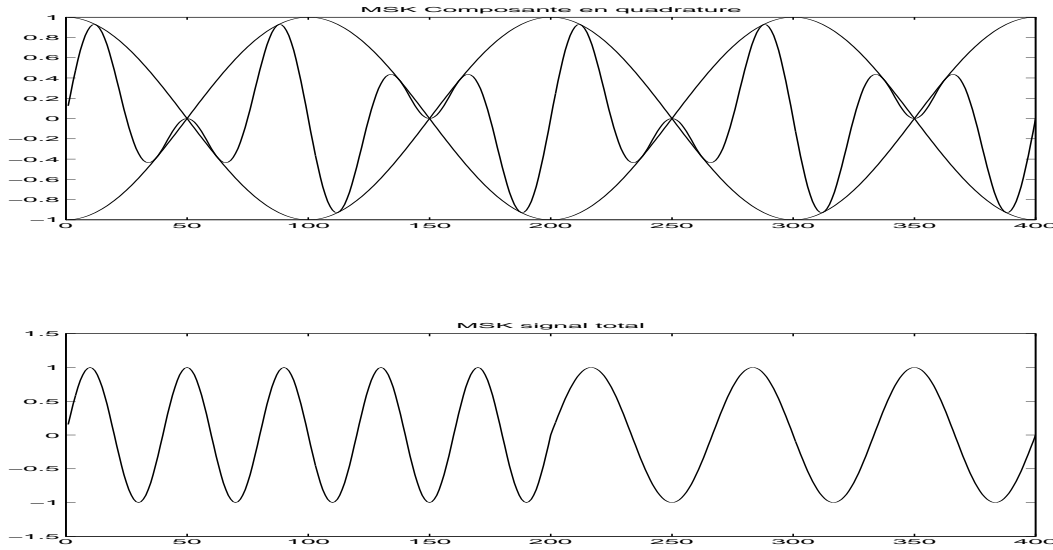
$$u(t) = \begin{cases} \sin \frac{\pi t}{2T} & 0 \leq t \leq 2T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.30)$$



Le signal modulé peut encore s'écrire :

$$s(t) = A \left\{ \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{2n} u(t - 2nT) \right] \cos \omega_c t + \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{2n+1} u(t - 2nT - T) \right] \sin \omega_c t \right\} \quad (3.31)$$

et est également appelé *OQPSK* : *Offset Quadrature PSK*, ici, avec impulsion de base sinusoïdale. La figure suivante montre bien les différences entre MSK, OQPSK à impulsion



de base rectangulaire et PSK-4 classique. Dans le premier cas, les sauts de phase de 90 degrés se confondent avec le changement de fréquence. Dans le deuxième cas, ces sauts correspondent à une discontinuité dans le signal tandis que pour le QPSK, les sauts de phase sont deux fois moins fréquents et peuvent être de 180 degrés.

GMSK : Gaussian Minimum Shift Keying

Le GMSK est la modulation utilisée dans le GSM, c'est une modulation dérivée du MSK, dont l'objectif est de réduire la puissance des lobes secondaires en préfiltrant les données d'entrée du modulateur par un filtre Gaussien.

Le filtre de prémodulation GMSK a l'allure suivante :

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2 t^2}{\alpha^2}\right) \quad (3.32)$$

soit, en fréquence

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (3.33)$$

Le paramètre α est relié à la bande passante B à 3 dB par :

$$\alpha = \frac{\sqrt{\log 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \quad (3.34)$$

On peut donc spécifier complètement un système GMSK par son produit bande fois temps symbole (BT). D'autre part, on peut faire la relation entre le type de modulation utilisé, la largeur de bande et la fraction de la puissance contenue. Le tableau suivant donne, pour différents produits BT, la largeur de bande contenant de 90 % à 99.99 % de la puissance RF.

BT	90%	99%	99.9%	99.99%
$0.2GMSK$	0.52	0.79	0.99	1.22
$0.25GMSK$	0.57	0.86	1.09	1.37
$0.5GMSK$	0.69	1.04	1.33	2.08
MSK	0.78	1.20	2.76	6.00

3.2 Pour les accros : comment on calcule les densités spectrales des signaux modulés

Dans ce chapitre, les deux notions fondamentales sont, d'une part, qu'en fonction du type de modulation et de sa complexité, on peut avoir un débit d'informations (en bits/s.) plus élevé que le débit de symboles (en symboles/s.), d'autre part, que la densité spectrale, et donc la largeur de bande, peut être déterminée par la forme de l'impulsion de base.

En effet, dans le cas des modulations linéaires, on peut voir le système d'émission comme suit :

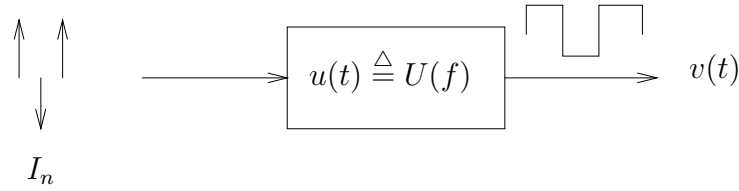


FIG. 3.12 – Système d'émission

Les données sont présentes sous formes d'une série d'impulsions de dirac à l'entrée d'une boîte noire qui met ces données en forme. Cette boîte est donc un filtre de réponse impulsionnelle $u(t)$ et fréquentielle $U(f)$. La forme de la densité spectrale dépend donc des caractéristiques des données d'une part et de l'impulsion de base $u(t)$ d'autre part.

Pour calculer les spectres, partons du signal modulé :

$$s(t) = \Re[v(t)e^{j\omega_c t}] \quad (3.35)$$

Sa fonction d'autocorrélation vaut :

$$R_{ss}(\tau) = \Re[R_{vv}(\tau)e^{j\omega_c \tau}] \quad (3.36)$$

Et, par transformation de Fourier, on obtient la densité spectrale :

$$S_{ss}(f) = \frac{1}{2}[S_{vv}(f - f_c) + S_{vv}(-f - f_c)] \quad (3.37)$$

Le signal équivalent passe-bas, dans le cas des modulations linéaires, peut s'écrire :

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n u(t - nT) \quad (3.38)$$

dont il suffit de calculer l'autocorrélation.

$$\begin{aligned} R_{vv}(t + \tau; t) &= \frac{1}{2} \mathbb{E} \{v(t + \tau)v^*(t)\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \mathbb{E} \{I_n^* I_m\} u^*(t - nT)u(t + \tau - mT) \end{aligned} \quad (3.39)$$

La séquence d'informations $\{I_n\}$ est supposée stationnaire au sens large et de séquence d'autocorrélation $r_{ii}(m) = \frac{1}{2}\mathbb{E}\{I_n^* I_{n+m}\}$. L'autocorrélation de $v(t)$ devient alors :

$$\begin{aligned} R_{vv}(t+\tau; t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{ii}(m-n) u^*(t-nT) u(t+\tau-mT) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{ii}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} u^*(t-nT) u(t+\tau-mT-nT) \end{aligned} \quad (3.40)$$

où le terme $\sum_{n=-\infty}^{\infty} u^*(t-nT) u(t+\tau-mT-nT)$ est périodique de période T . $R_{vv}(t+\tau; t)$ l'est donc également, i.e.

$$R_{vv}(t+\tau; t) = R_{vv}(t+\tau+T; t+T) \quad (3.41)$$

et

$$\mathbb{E}\{v(t)\} = \mu_i \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(t-nT) \quad (3.42)$$

En clair, cela signifie que $v(t)$ est un processus stochastique ayant sa moyenne et sa fonction d'autocorrélation périodiques, c'est ce qu'on appelle *un processus cyclostationnaire au sens large*.

Pour pouvoir calculer correctement la densité spectrale d'un processus cyclostationnaire, il faut rendre sa fonction d'autocorrélation indépendante de t (ce qui revient à dire qu'il faut le "stationnariser"). Pour ce faire, on va simplement considérer la moyenne de sa fonction d'autocorrélation sur une période T :

$$\begin{aligned} \overline{R_{vv}}(\tau) &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_{vv}(t+\tau; t) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{ii}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u^*(t-nT) u(t+\tau-mT-nT) dt \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{ii}(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2-nT}^{T/2-nT} u^*(t) u(t+\tau-mT) dt \end{aligned} \quad (3.43)$$

En se rappelant que la fonction d'autocorrélation (déterministe) de $u(t)$ vaut :

$$R_{uu}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u^*(t) u(t+\tau) dt \quad (3.44)$$

On obtient la relation sympathique :

$$\overline{R_{vv}}(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{ii}(m) R_{uu}(\tau-mT) \quad (3.45)$$

Et donc, la densité spectrale de puissance étant la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation :

$$S_{vv}(f) = \frac{1}{T} |U(f)|^2 S_{ii}(f) \quad (3.46)$$

En fait, si on travaille en fréquences normalisées ($|\omega| \leq \frac{1}{2} \Rightarrow T = 1$, en vertu du théorème d'échantillonnage), on obtient $S_{vv}(f) = |U(f)|^2 S_{ii}(f)$ par le théorème de Wiener-Kintchine, et, en dénormalisant, on retrouve la relation initiale. Cependant, cette démarche n'est strictement correcte que pour des signaux stationnaires, et le petit calcul qui précède est donc nécessaire pour établir le résultat en toute rigueur.

La densité spectrale de puissance des données vaut :

$$S_{ii} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r_{ii}(m) e^{-j\omega m T} = \sigma_i^2 + \mu_i^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega m T} \quad (3.47)$$

En se rappelant des notations :

$$r_{ii}(m) = \begin{cases} \sigma_i^2 + \mu_i^2 & m = 0 \\ \mu_i^2 & m \neq 0 \end{cases} \quad (3.48)$$

L'expression $\sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega m T}$ est périodique de période $1/T$ et vaut $1/T \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(f - m/T)$ et donc :

$$S_{ii} = \sigma_i^2 + \mu_i^2 \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{m}{T}\right) \quad (3.49)$$

On obtient finalement

$$R_{vv}(f) = \frac{\sigma_i^2}{T} |U(f)|^2 + \frac{\mu_i^2}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| U\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T}\right)$$

(3.50)

3.3 Modulations à spectre étalé

Ce chapitre, dans sa mouture actuelle, est largement inspiré par "Spread Spectrum (SS), introduction" par J. Meel, Denayer institut, Sint-Katelijne-Waver, Belgique et par un rapport confidentiel de Luc Deneire pour Texas Instruments, en 1999.

3.4 Définition

Le "spectre étalé" est une technique de transmission consistant à étaler l'énergie d'un signal de télécommunications sur une largeur de bande qui est beaucoup plus importante que le débit d'information. La plupart du temps, cet étalement se fait à l'aide d'un code pseudo-aléatoire (pseudo-noise code) indépendant des données.

3.5 Principes de bases : DSSS et FHSS

3.5.1 DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum (spectre étalé à séquence directe)

A l'émetteur, les données présentes sur les branches I et Q (branches en phase (In phase) et en Quadrature, ou encore les parties réelles et imaginaires) sont multipliées par

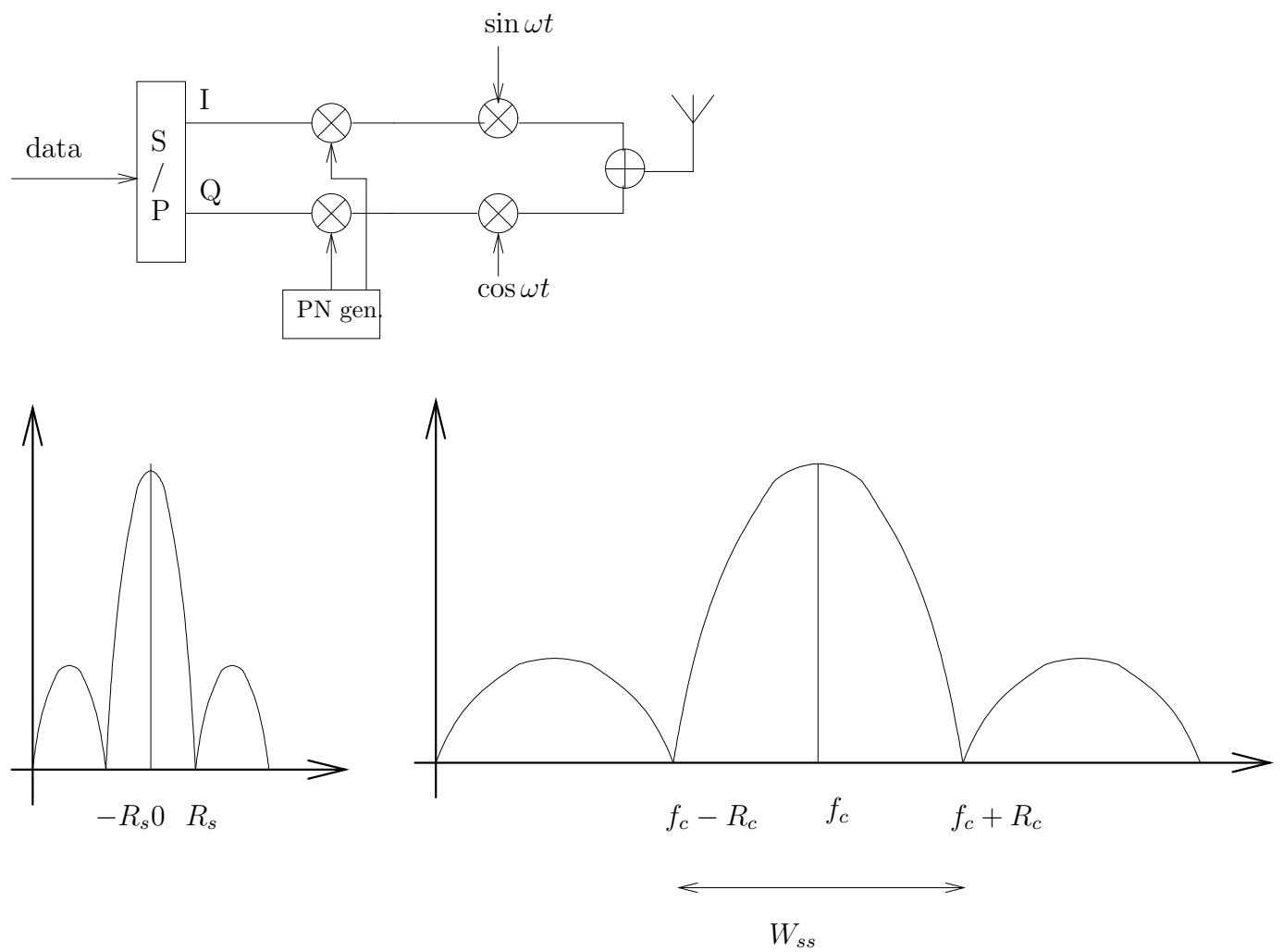


FIG. 3.13 – Principe du spectre étalé à séquence directe

un code pseudo-aléatoire (qui peut être ou ne pas être différent sur les deux branches). Le débit R_c du code pseudo-aléatoire (appelé chip rate) est nettement plus élevé que le débit R_s des symboles de données et $R_c = NR_s$. La bande passante du signal résultant (à spectre étalé) est à peu près égale à R_c .

Lorsque le code pseudo-aléatoire est de longueur égale à la durée d'un symbole de donnée, on parle de code court, lorsque le code est plus long que la durée d'un symbole, on parle de code long. En général, le code pseudo-aléatoire a une durée qui est un multiple entier de la durée d'un symbole.

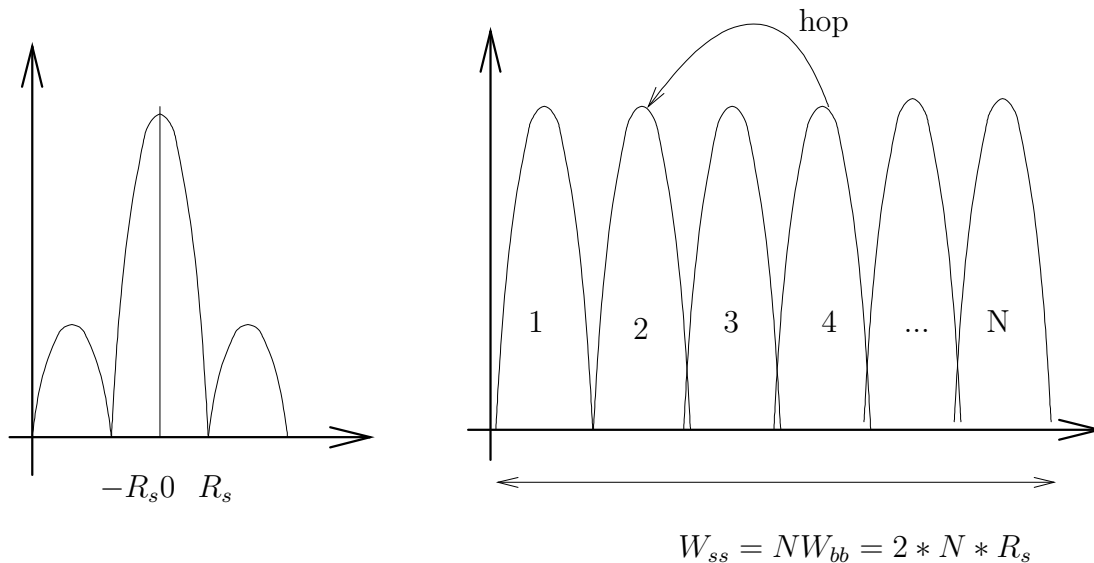
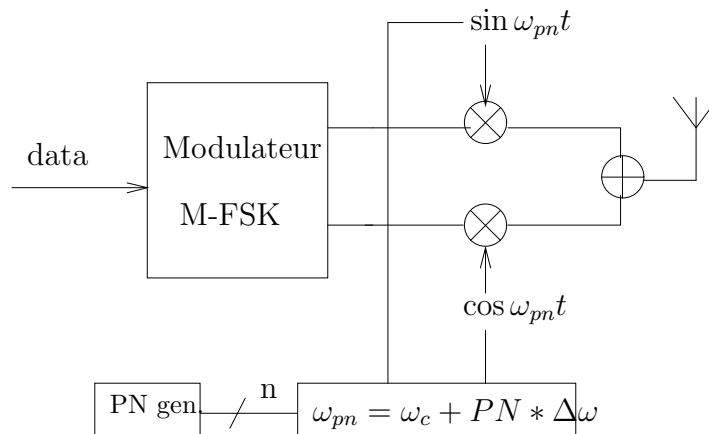


FIG. 3.14 – Principe du spectre étalé à saut de fréquence

3.5.2 Le spectre étalé à saut de fréquence : FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum)

Pour générer un signal à spectre étalé par saut de fréquence, une séquence pseudo-aléatoire PN_t est générée, ainsi qu'une modulation quelconque (le plus souvent une modu-

lation M-FSK. La séquence PN_t décale la fréquence porteuse de la FSK de façon pseudo-aléatoire, à une fréquence de saut R_h (hopping rate). Le signal transmis occupe, en fonction du temps, un certain nombre de fréquences, chaque fréquence étant occupée pendant un temps T_h ($=1/R_h$). Le FHSS divise la bande passante en N canaux et saute entre ses fréquences en fonction de la séquence PN_t . Chaque fois que la fréquence doit changer, le générateur PN fournit au synthétiseur de fréquence un mot de code FW (i.e. une séquence de $n > \log_2 N$ chips) qui indique quelle fréquence f_{hi} doit être utilisée. L'émetteur et le récepteur utilisent tous deux la même séquence PN.

La bande occupée est déterminée par les bandes les plus basse et haute utilisée et par la largeur de bande d'un canal (R_s). Le FHSS est donc, de façon instantanée, un système à bande étroite. Si on regarde sur un temps suffisamment long, c'est un système à large bande.

On notera que le fait de sauter d'une fréquence à l'autre se fait le plus souvent avec discontinuité de phase, le récepteur utilisera, pour une fréquence de saut pas trop lente (i.e. si on saute presque aussi souvent d'une fréquence à l'autre que le débit symbole), une démodulation non-cohérente.

On notera également qu'on définit un système à saut rapide comme étant un système où l'on change de fréquence plus vite que le débit symbole, et à saut lent sinon.

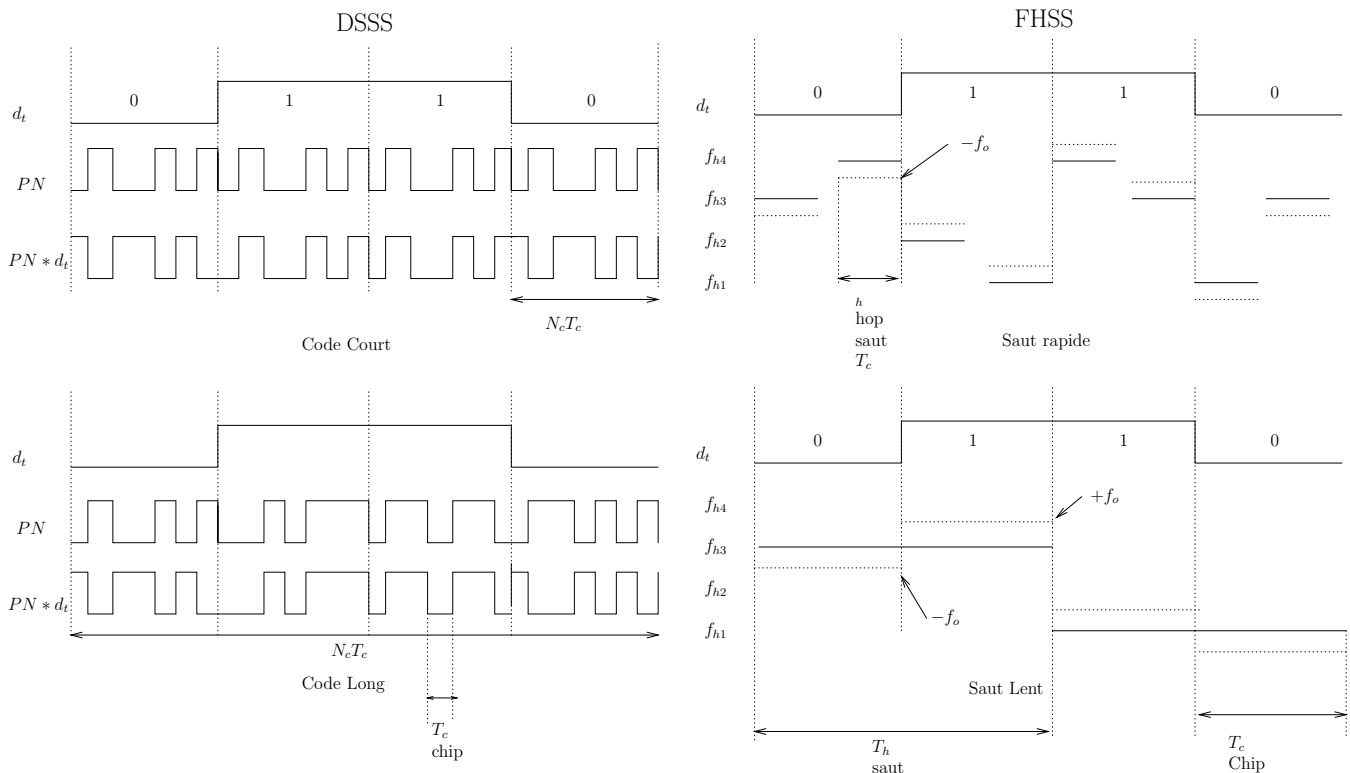


FIG. 3.15 – Principaux types de DSSS et FHSS

3.6 Principes du spectre étalé à séquence directe (DSSS)

Le cas le plus simple d'une chaîne de transmission à spectre étalé est celui de la modulation BPSK, donnée dans la figure 3.16.

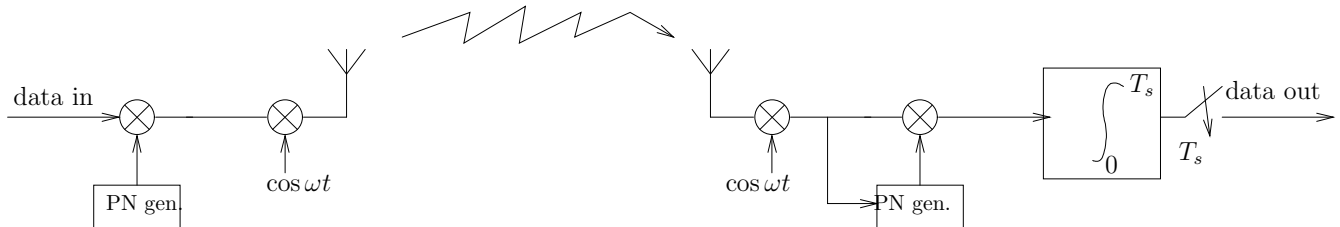


FIG. 3.16 – Chaîne de transmission DSSS-BPSK

Entrées :

Les entrées du système peuvent être vues comme :

- Les données (d_t), cadencées à un rythme $R_s = 1/T_s$.
- Le code pseudo-aléatoire (pn_t), cadencé à un rythme $R_c = 1/T_c = N_c R_s$

Étalement :

L'étalement consiste en la multiplication pure et simple du signal de données BPSK par le code pseudo-aléatoire (voir figure 3.15). L'effet de la multiplication du signal d_t par le code pn_t est d'étalement, en bande de base, le signal de largeur de bande $\simeq R_s$ sur une bande R_c par un facteur N_c , où N_c est le nombre de chips par symbole (pour des codes court, c'est la longueur de symbole). On dit également que N_c est le "processing gain", i.e. le facteur de proportionnalité entre la largeur de bande du signal de données et celle du signal étalé.

Il est également très important de signaler que, parallèlement à l'élargissement du spectre, la densité spectrale est diminuée par le facteur N_c , en effet, la puissance totale est conservée, et comme celle-ci est égale à l'intégrale de la densité spectrale de puissance, cette densité spectrale de puissance doit diminuer³.

Désétalement :

Au récepteur, le signal étalé doit être multiplié par la même séquence PN qu'à l'émetteur pour être détecté :

- Si $pn_r = pn_t$ (et les deux séquences sont synchronisées), alors le signal binaire peut être récupéré. L'effet de cette multiplication est de *désétalement* le signal, c'est-à-dire de ramener la largeur de bande du signal à R_s .
- Si $pn_r \neq pn_t$ ou si $pn_r = pn_t$ et les deux séquences ne sont pas synchronisées, le signal reçu n'est pas désétalement, et le récepteur ne peut pas récupérer le signal émis.

3.6.1 Modulation

La figure 3.17 explicite le principe de la modulation à spectre étalé pour le cas simple du BPSK. On voit clairement que le signal d'information de largeur de bande $BW_{info} \simeq 2.R_s$ est étalé sur une bande beaucoup plus large $BW_{SS} \simeq 2.R_c$ (ici $R_c = N_c R_s = 8.R_s$). Le signal à spectre étalé ressemble à un bruit blanc (ou légèrement coloré). L'amplitude, et donc la puissance, du signal SS est la même que l'amplitude du signal d'information d_t . La largeur de bande SS étant plus importante, la densité spectrale de puissance du signal

³ça mérite peut-être quelques détails ?

SS est plus faible. Le facteur d'étalement (ou encore processing gain dans ce cas ci) peut s'écrire sous différentes formes :

$$SF = G_p = \frac{BW_{SS}}{BW_{info}} = \frac{R_c}{R_s} = \frac{T_b}{T_c} = N_c$$

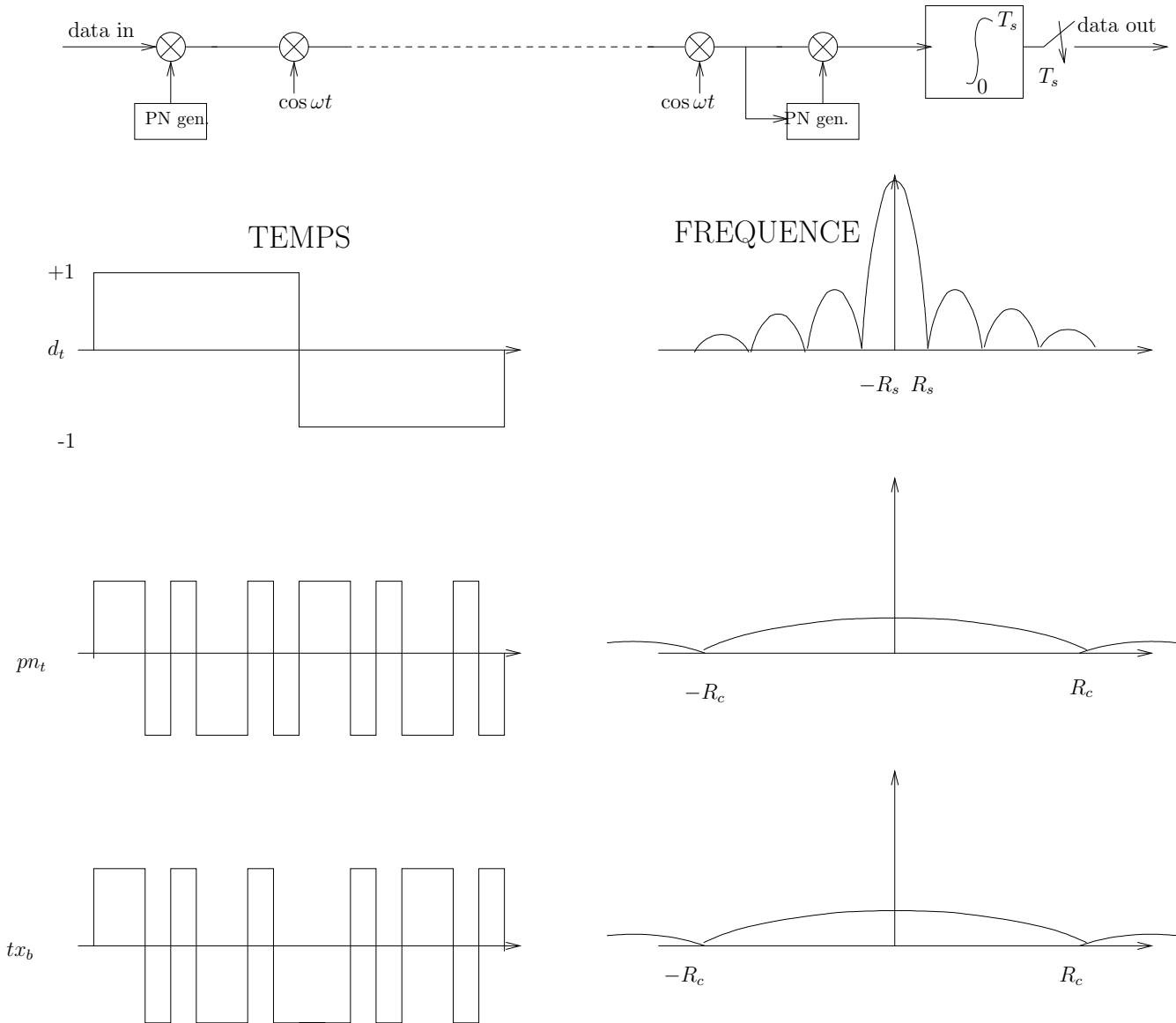


FIG. 3.17 – Principe de la modulation DS-BPSK-SS

3.6.2 Demodulation

Pour démoduler, le signal reçu est multiplié par une séquence pseudo-aléatoire pn_r . Si cette séquence est identique au code utilisé à l'émission et si les codes sont synchronisés, la figure 3.18 montre clairement que le signal reçu sera identique (pour un canal idéal et sans bruit) au signal émis. On notera que le démodulateur optimal pour un canal à bruit blanc

additif Gaussien comporte un intégrateur bloqueur après l'opération de désétalement. Intuitivement, cet intégrateur permet de "moyenner" le bruit et de s'affranchir au maximum de l'effet d'un léger asynchronisme entre les codes.

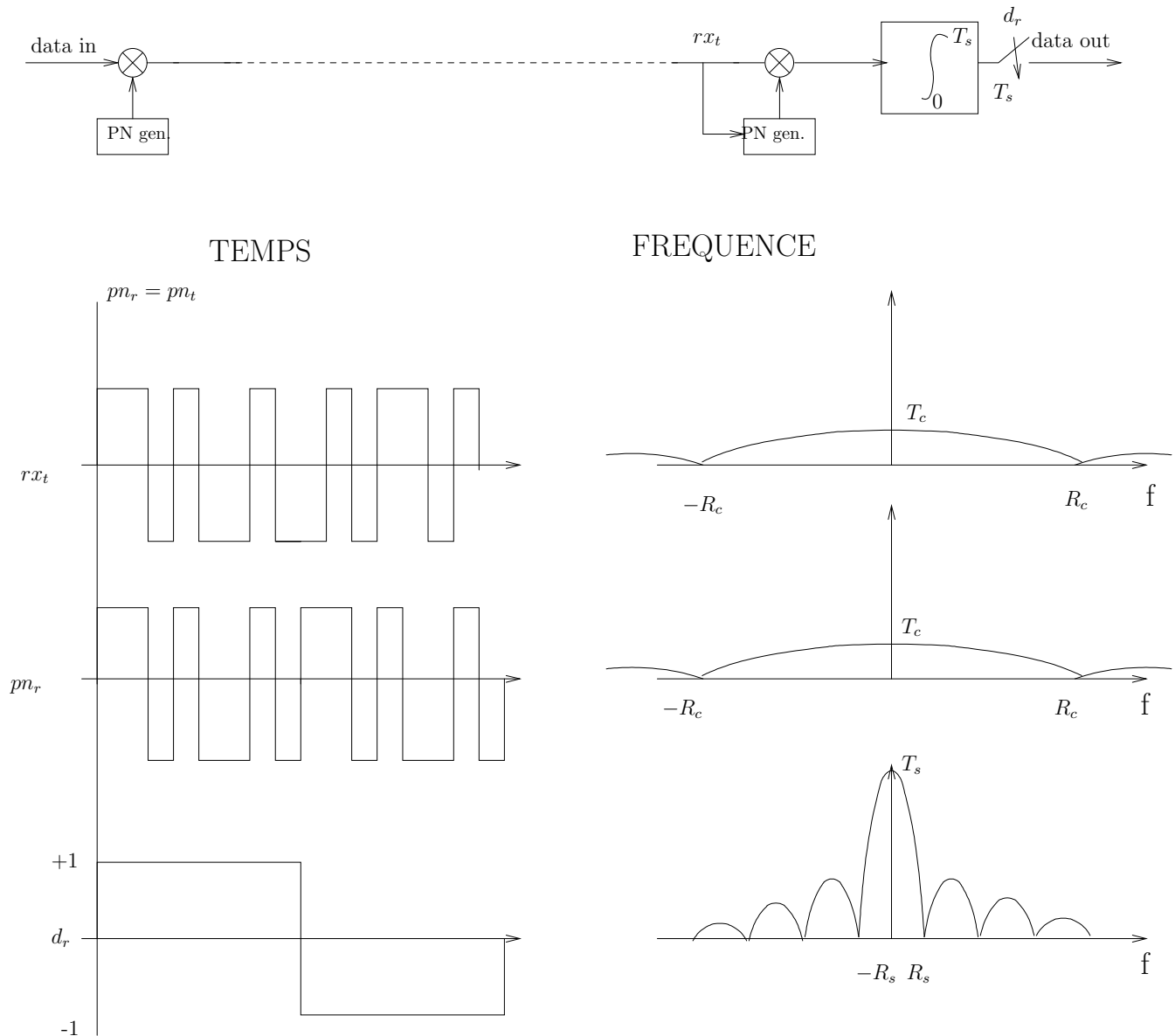


FIG. 3.18 – Principe de la démodulation DS-BPSK-SS

La figure 3.19 montre clairement que si les deux codes pseudo-aléatoires sont différents, le signal en sortie varie toujours à un rythme R_c , ce qui ne permet pas de détecter le signal reçu et n'effectue pas d'opération de désétalement.

La figure 3.20 illustre l'effet d'un léger asynchronisme entre la séquence pseudo-aléatoire à l'émetteur et la séquence reçue. Le léger asynchronisme a pour effet de créer des glitches dans le signal résultant de la multiplication du signal reçu et de la séquence PN décalée. Après intégration et échantillonnage au temps T_s , on observe une valeur positive ou négative qui sera fournie à un organe de décision. On voit clairement que l'intégrateur/échantillonneur

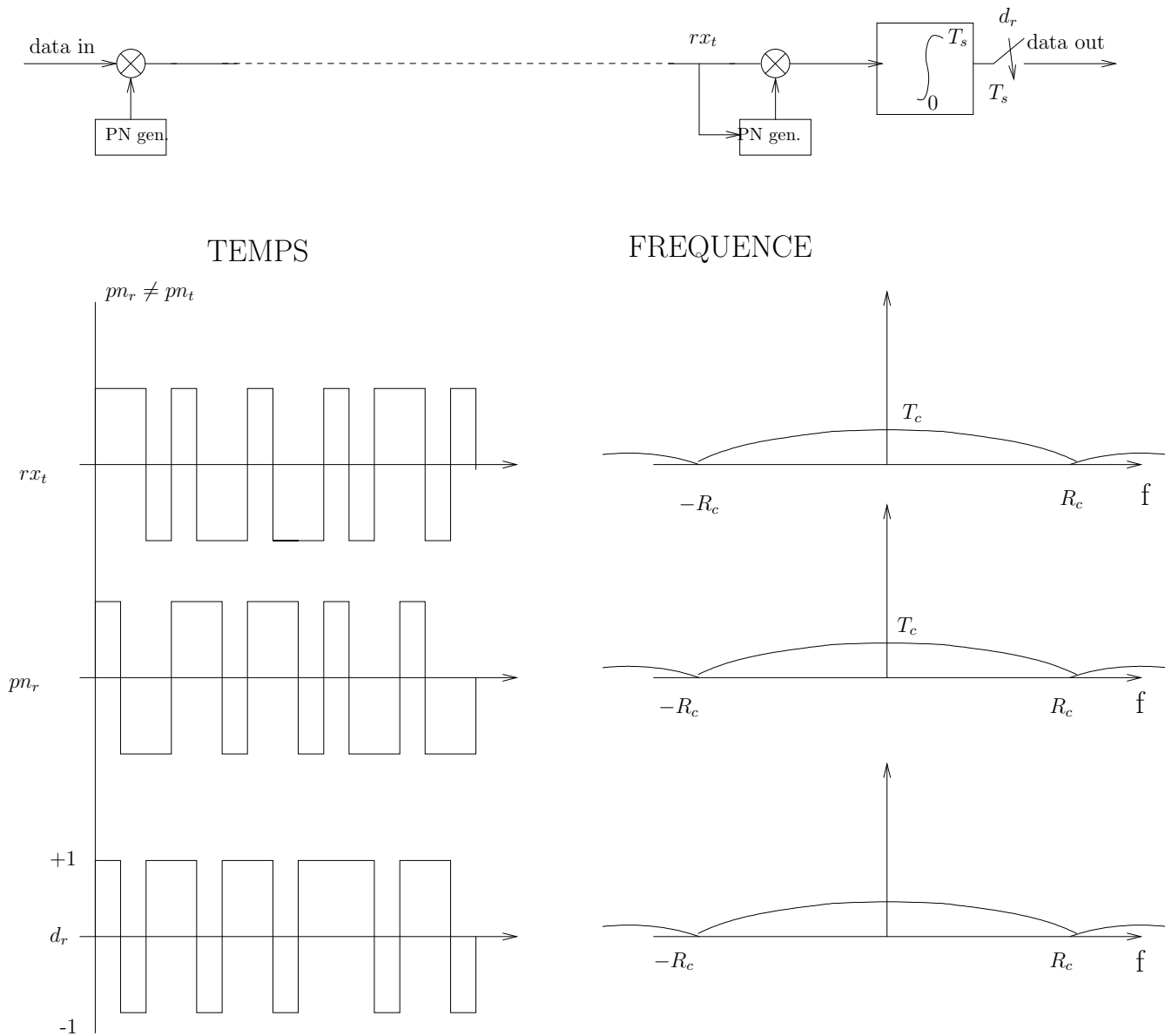


FIG. 3.19 – Principe de la démodulation DS-BPSK-SS

joue ici un rôle important en permettant de parfaire le désétalement.

3.7 DSSS : effet du bruit additif, de l'interférence et d'un canal multichemins

Dans la section précédente, on a considéré le cas idéal d'une transmission parfaite en l'absence de bruit.

3.7.1 DSSS : performance en présence d'un bruit blanc

On considère simplement le système suivant en bande de base :

Pour rappel, un bruit blanc est un bruit qui a une densité spectrale de puissance constante sur toutes les fréquences (en tous cas sur les fréquences qui sont dans la bande passante considérée). On dénote cette densité spectrale de puissance comme étant N_o , qui a pour unités des Watts/Hertz ⁴. La puissance du bruit dans une bande de largeur W vaut donc $N_o \cdot W$ Watts. L'origine du bruit blanc vient principalement du rayonnement thermique capté par l'antenne et (surtout) du bruit thermique qui est inévitablement présent dans les circuits électroniques.

Addition du bruit blanc L'addition du bruit blanc est simplissime et résulte simplement en un spectre où se trouve le signal étalé et le bruit blanc. Le rapport signal/bruit, i.e. le rapport entre la puissance du signal et la puissance du bruit dans la bande passante du signal ($W_{SS} \simeq 2 \cdot R_c$) vaut alors simplement :

$$SNR_{SS} = \frac{S}{N_o \cdot W_{SS}} \quad (3.51)$$

Exemple 3.3 Calcul d'un SNR avant désétalement

On considère un signal qui a une puissance de 10^{-12} Watts (soit -120dB ou encore -90 dBm) au récepteur et un bruit additif (et Gaussien) de $N_o = 10^{-18} \text{W/Hz}$ (soit -180 dBW/Hz) et un débit chip de 5 Mchips/sec. Pour un système BPSK sans filtrage, on considère qu'on a donc une bande passante de 10 MHz. On obtient donc $SNR = \frac{10^{-12} \text{W}}{10^{-18} \text{W/Hz} \cdot 10^7 \text{Hz}} = 0.1$, soit en dB : $SNR = -120 \text{ dB(W)} - (-180 \text{ dB(W/Hz)} + 70 \text{ dB(Hz)}) = -10 \text{ dB}$

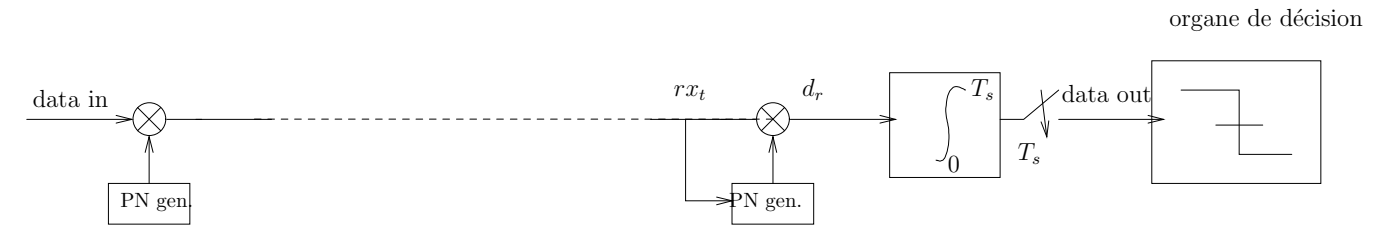
Désétalement L'opération de désétalement n'a pas d'influence sur le spectre du bruit (intuitivement, un bruit à bande très large est un bruit qui varie très rapidement dans le temps. Si on le multiplie par un signal qui varie plus lentement, le résultat est toujours un bruit qui varie très rapidement, et garde donc son caractère large bande. Plus rigoureusement, la multiplication de deux signaux décorrélés produit en sortie un signal de spectre semblable au signal à la bande la plus large⁵).

On en déduit que le rapport signal/bruit après désétalement :

$$SNR_{deseta} = \frac{S}{N_o \cdot W_d} \quad (3.52)$$

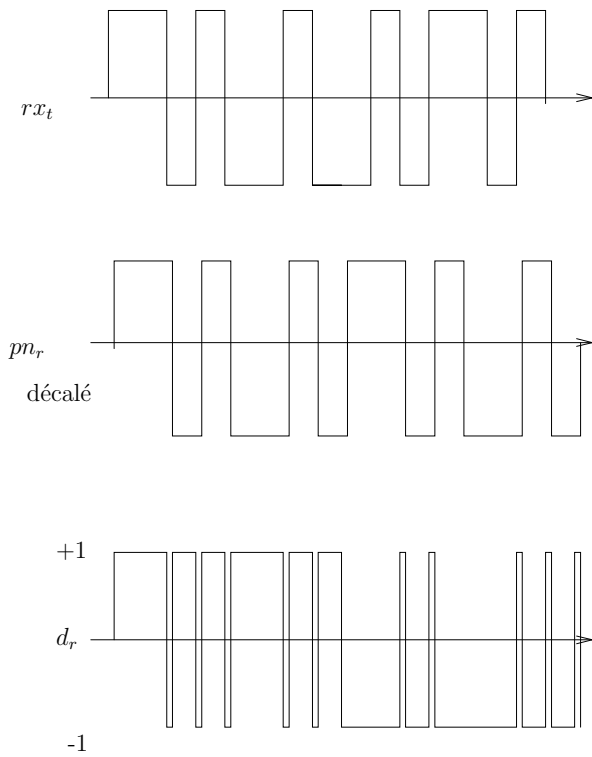
⁴On parle en général de densité spectrale unilatérale de puissance pour le bruit, il faudra que je précise un peu dans la mouture suivante de ces notes et que je voie ce que Monsieur Ferrari en dit.

⁵je dois reformuler de façon plus précise

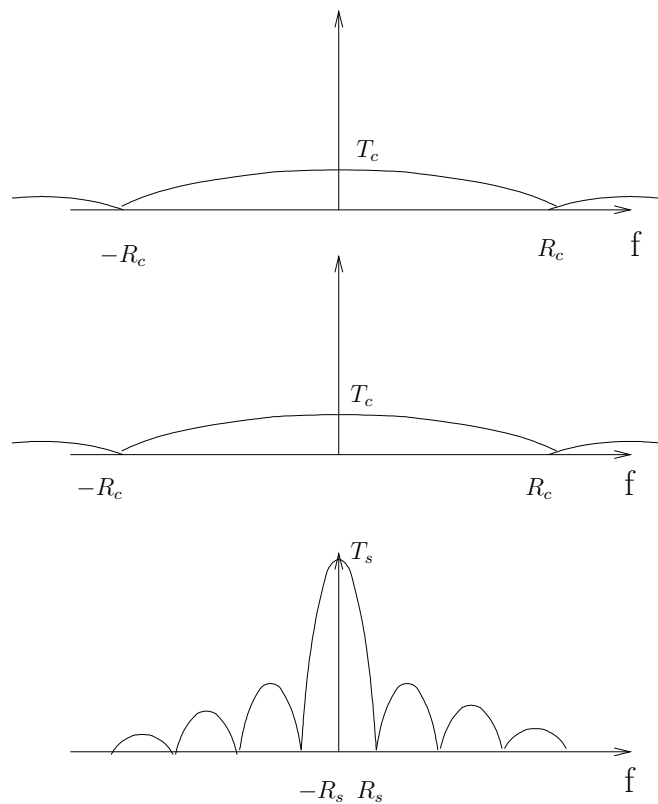


TEMPS

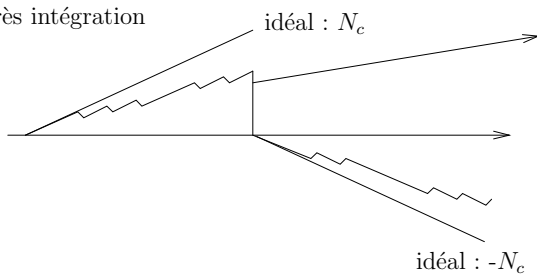
$pn_r(t) = pn_t(t - \tau)$: léger asynchronisme



FREQUENCE



Après intégration



on décide $\hat{d} = 1$

FIG. 3.20 – Principe de la démodulation DS-BPSK-SS : effet d'une désynchronisation de la séquence Pseudo-aléatoire.

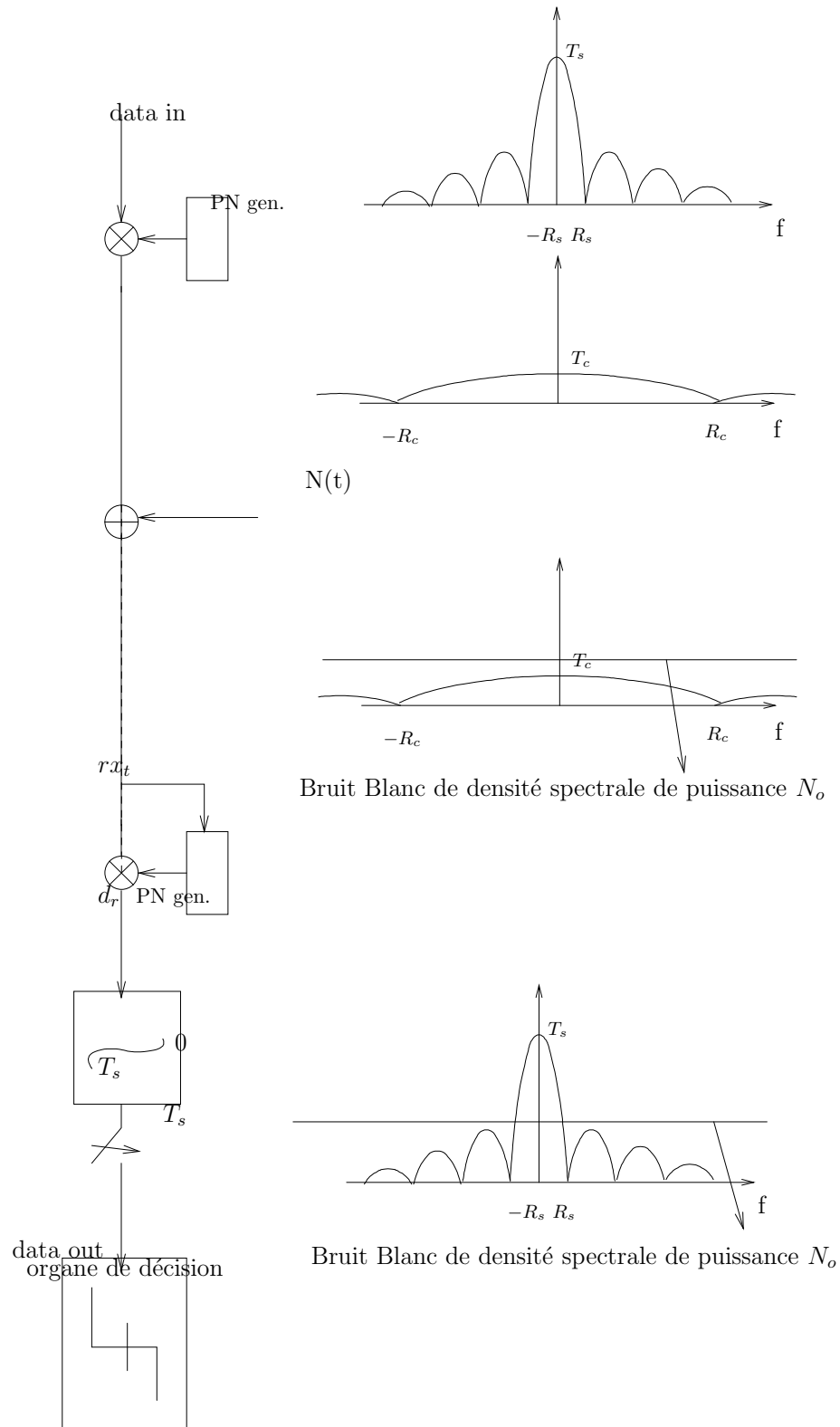


FIG. 3.21 – Chaîne d'émission DSSS avec un bruit blanc additif Gaussien.

Exemple 3.4 *Calcul d'un SNR près désétalement*

On considère le même système que pour l'exercice précédent, avec un gain d'étalement de 100 (et donc un débit binaire de 50 kb/s et on considère que l'on a une largeur de bande du message de 100 KHz ^a). On obtient donc $SNR = \frac{10^{-12}W}{10^{-18}W/Hz \cdot 10^5 Hz} = 10$, soit en dB : $SNR = -120 \text{ dB(W)}$
 $-(-180 \text{ dB(W/Hz)} + 50 \text{ dB(Hz)}) = +10 \text{ dB}$.

^aDans un système réel, on aurait 50 kHz, il faut que j'affine pour l'an prochain

Facteur d'étalement On définit le facteur d'étalement comme étant le rapport entre la durée d'un symbole et la durée d'un chip.

Gain d'étalement On définit le gain d'étalement (PG : Processing Gain) comme étant le gain en SNR obtenu par l'opération de désétalement au récepteur. L'effet de l'étalement sur le rapport signal/bruit en présence d'un canal à bruit blanc additif montre qu'on obtient un *gain d'étalement* égal au facteur d'étalement.

3.7.2 DSSS : performance en présence d'une interférence à bande étroite

On considère simplement le système suivant en bande de base :

On considèrera un interféreur ayant une spectre de largeur inférieure à la bande du signal à spectre étalé. Pour simplifier les calculs, on considèrera que l'interfèreux à une densité spectrale de puissance I_o constante dans sa bande passante.

Addition de l'interfèreux Le rapport signal/bruit, i.e. le rapport entre la puissance du signal et la puissance de l'interfèreux dans sa bande passante (W_{interf}) vaut :

$$SNR_{SS} = \frac{S}{I_o \cdot W_{interf}} \quad (3.53)$$

Exemple 3.5 *Calcul d'un SNR avant désétalement*

On considère un signal qui a une puissance de 10^{-12} Watts (soit -120dB ou encore -90 dBm) au récepteur et un interfèreux de largeur de bande de 10 kHz, de $I_o = 10^{-14}W/Hz$ (soit -140 dBW/Hz) et un débit chip de 5 Mchips/sec. Pour un système BPSK sans filtrage, on considère qu'on a donc une bande passante de 10 MHz. On obtient donc $SNR = \frac{10^{-12}W}{10^{-14}W/Hz \cdot 10^4 Hz} = 0.1$, soit en dB : $SNR = -120 \text{ dB(W)}$
 $-(-140 \text{ dB(W/Hz)} + 40 \text{ dB(Hz)}) = -20 \text{ dB}$

Désétalement L'opération de désétalement a pour effet d'étaler le spectre de l'interfèreux. En effet, le signal résultant est la multiplication d'un signal à variation lente (l'interfèreux) par un signal à variation rapide (le code PN), c'est donc la caractéristique spectrale du signal à variation rapide qui prévaut. ⁶ La densité spectrale de puissance de l'interfèreux vaut donc I_o/N_c .

⁶je dois reformuler de façon plus précise

3.7. DSSS : EFFET DU BRUIT ADDITIF, DE L'INTERFÉRENCE ET D'UN CANAL MULTICHEMINS41

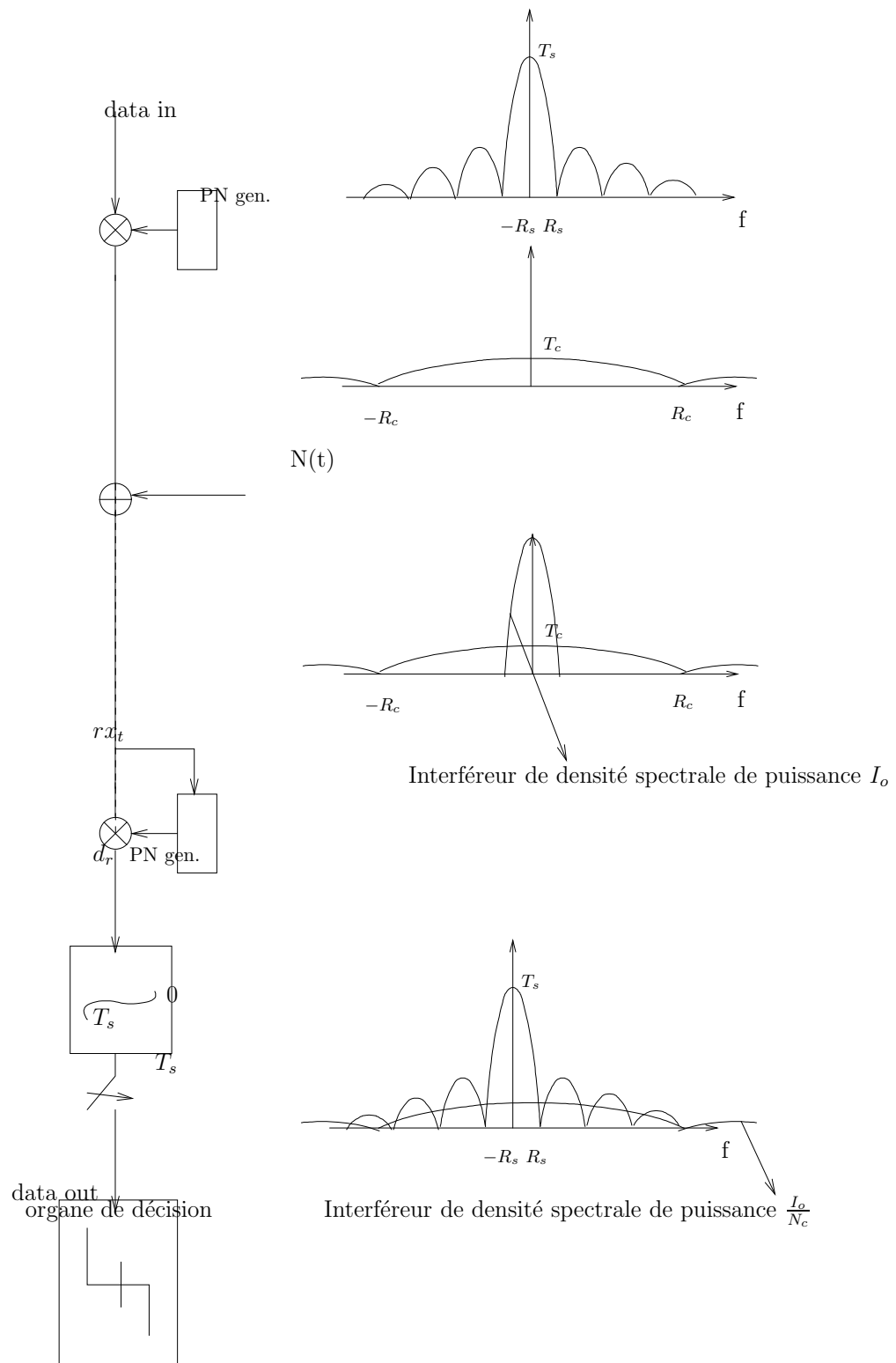


FIG. 3.22 – Chaîne d'émission DSSS avec une interférence à bande étroite

On en déduit que le rapport signal/bruit après désétalement :

$$SNR_{deseta} = \frac{S}{I_o \cdot W_d} \quad (3.54)$$

Exemple 3.6 *Calcul d'un SNR près désétalement*

On considère le même système que pour l'exercice précédent, avec un gain d'étalement de 100 (et donc un débit binaire de 50 kb/s et on considère que l'on a une largeur de bande du message de 100 KHz ^a). On obtient donc $SNR = \frac{10^{-12}W}{10^{-14}W/Hz/100 \cdot 10^4 Hz} = 10$, soit en dB : $SNR = -120 \text{ dB(W)} - ((-140-20) \text{ dB(W/Hz)} + 40 \text{ dB(Hz)}) = +0 \text{ dB}$.

^aDans un système réel, on aurait 50 kHz, il faut que j'affine pour l'an prochain

3.8 Quelques notes sur les codes

Il serait trop long de rentrer dans les détails des codes utilisés en spectre étalé. Il convient cependant, pour comprendre comment on peut utiliser de l'accès multiple par répartition de code, et également pour comprendre comment le spectre étalé peut combattre les canaux multi-chemins, d'en donner quelques caractéristiques.

3.8.1 PN : Pseudo-random Noise code, code pseudo-aléatoire

Un code PN se comporte comme du bruit, mais est déterministe et sert à étaler l'énergie du signal d'information. La sélection de bons codes est importante, car elle détermine en partie la qualité du système.

3.8.2 Longueur des codes PN

On parle de

- Codes courts : si la séquence PN a une longueur égale à la durée du symbole ou, dans le cas de systèmes présentant plusieurs débits d'information, si la séquence PN a une longueur égale à la durée d'un symbole au débit le plus faible du système. Par exemple, en UMTS, la fréquence chip est de 3.84 Mchips/sec, le débit symbole le plus faible est de 15 ksymb/sec et le facteur d'étalement est donc de 256. Dans ce cas, on a un code court si la longueur du code est de 256.
- Codes longs : si la séquence est (beaucoup) plus longue que la durée des symboles d'information, cette durée peut être de quelques heures à quelques jours.

3.8.3 Propriétés des séquences PN

Codes balancés Les codes devront, à un près, avoir autant d'éléments égaux à +1 qu'à -1, c'est à dire avoir une composante continue la plus faible possible.

Exemple 3.7 *code de longueur 7*

$$PN = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1 \rightarrow \sum = +1$$

Autocorrélation Le bruit blanc à une autocorrélation égale à une dirac :

$$Ra_n(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} n(t).n(t + \tau)dt = \delta(\tau) \tag{3.55}$$

Cette équation montre également que l'autocorrélation d'un signal (ici purement aléatoire) représente la similarité entre un signal et le même signal décalé dans le temps. Le fait que cette autocorrélation soit nulle pour tout décalage non nul ($\tau \neq 0$) montre que le bruit est totalement aléatoire. En effet, on ne peut pas déterminer la valeur du signal en observant le bruit aux instants précédents.

Dans le cas du code pseudo-aléatoire, on définit l'autocorrélation comme :

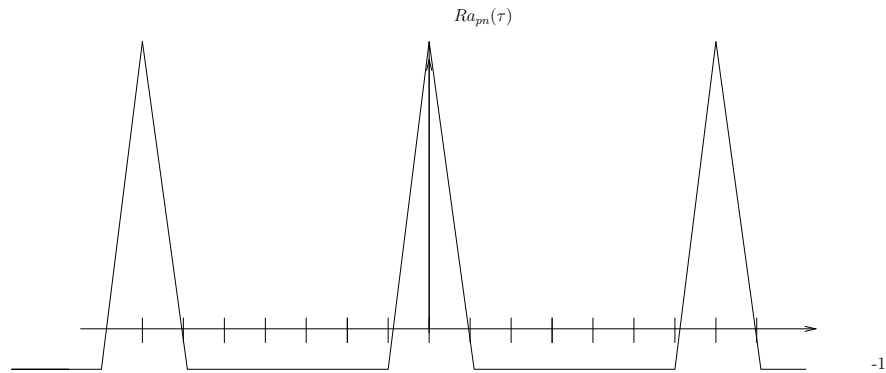
$$Ra_{pn}(\tau) = \int_{-N_c.T_c/2}^{N_c.T_c/2} N_c.T_c/2 pn(t).pn(t + \tau)dt \tag{3.56}$$

Exemple 3.8 autocorrélation de PN = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1

```

pn(0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1
pn(0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1
-----
      +1 +1 +1 +1 +1 +1 +1    --> Ra(0)=7

pn(0) = +1 +1 +1 -1 +1 -1 -1
pn(1) = +1 +1 -1 +1 -1 -1 +1
-----
      +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1    --> Ra(1)=-1
    
```



La raison pour laquelle on désire une autocorrélation la meilleure possible est que, outre que cette propriété est celle d'un bruit blanc, elle permet également d'aider à la synchronisation et à l'estimation du canal multichemin dans le cadre du récepteur RAKE.

Cross-corrélation La cross-corrélation décrit l'interférence entre deux codes différents :

$$Rc_{pn_{ij}}(\tau) = \int_{-N_c.T_c/2}^{N_c.T_c/2} pn_i(t).pn_j(t + \tau)dt \tag{3.57}$$

On parle de **codes orthogonaux** si la fonction de cross-corrélation entre codes est égale à 0 pour $\tau = 0$.

Exemple 3.9 codes orthogonaux

Les codes suivant sont orthogonaux :

$$\begin{array}{cccccccc}
 +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\
 +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\
 \hline
 +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 \quad \rightarrow R_c(0)=0
 \end{array}$$

La raison d'être des codes orthogonaux est la suivante : si une station de base veut envoyer deux signaux de données différents, à deux destinataires différents, il peut assigner deux codes orthogonaux à ces utilisateurs. Au récepteur du premier utilisateur, celui-ci va désétalement le signal reçu avec son code (disons c_1), et la contribution de l'utilisateur 2 sera nulle. En effet, le récepteur consiste à multiplier le signal par c_1 et à intégrer sur une période de temps symbole, auquel cas la contribution de l'utilisateur 2 sera égale à $\int_0^{N_c T_c} s_2 p_{n_1}(t) p_{n_2}(t) dt = s_2 \int_0^{N_c T_c} p_{n_1}(t) p_{n_2}(t) dt = 0$.

Par contre, les codes orthogonaux on généralement de mauvaises propriétés d'autocorrélation et de cross-corrélation pour $\tau \neq 0$. On utilise donc d'autres familles de codes (en général longs) pour leurs propriétés d'autocorrélation et de cross-corrélation. Le "truc" consiste simplement à multiplier les codes orthogonaux avec les codes longs non-orthogonaux, les codes orthogonaux servant à différencier les utilisateurs entre eux dans une même cellule et les codes longs à assurer de bonnes propriétés au système.

3.9 Exercices

Exercice 3.1 *On veut transmettre un signal vocal de largeur de bande de 3 kHz, utilisant 128 niveaux de quantification. On demande le débit chip pour obtenir un gain d'étalement de 20 dB.*

Exercice 3.2 *On veut transmettre un signal de débit binaire $R_b = 7500 \text{ bits/s}$ avec un système DS-SS à 192 Mchips/sec.*

- *Si on utilise une modulation QPSK, quel est le gain d'étalement.*
- *On suppose que le signal reçu a une puissance de 410^{-14} Watts et la densité spectrale de puissance $N_o = 1.610^{-20}$ W/Hz, on demande le rapport signal bruit à l'entrée du récepteur et après désétalement.*

Chapitre 4

Modulation à porteuses orthogonales (OFDM : Orthogonal Frequency Division Modulation)

Dans ce chapitre, nous abordons les principes des modulations multi-porteuses, et en particulier la modulation à porteuses orthogonales (OFDM). Cette modulation est utilisée dans les réseaux locaux sans fils de type 802.11a, 802.11g et Hiperlan II, avec des débits allant jusque 54 Mbits/sec dans une bande de 20 MHz et ce sur une distance de dizaines de mètres en air libre. Cette modulation est également utilisée sous un autre nom (DMT : Discrete Multi Tone) et sous une forme différente (autres paramètres) en ADSL.

4.1 Modulation multiporteuses

En modulation à porteuse unique, les données sont envoyées de façon sérielle à un débit de R_s symboles par seconde (ou encore de période symbole $R_s = 1/T_s$). Dans un canal multichemins, la dispersion temporelle peut générer une Interférence Entre Symboles (IES) importante. De ce fait, un égaliseur complexe est nécessaire pour compenser la distorsion due au canal (voir la figure 4.1).

Exemple 4.1 *Complexité d'un égaliseur pour un système à 100 Msym/sec en bâtiments*

Supposons un système de communication utilisant un débit de 100 Msymboles/sec, un canal en bâtiments avec deux rayons qui présentent une différence de chemin de 100 mètres. Le résultat est que le récepteur voit deux répliques du signal émis : une première réplique (le chemin direct) suivie d'une deuxième réplique qui arrive donc à $100m/30.10^8m/s = 300ns$ plus tard. La période symbole étant de $1/100$ Mbits/sec = 10 ns, le canal a une durée de 30 symboles. Grosso-modo, pour un canal de durée N symboles, il faut un égaliseur de longueur 2.N, c'est à dire un filtre avec 60 coefficients. Pour égaliser le canal, il faut donc à chaque temps symbole 60 multiplications/additions complexes, c'est-à-dire 240 multiplications/additions réelles. Donc, pour un signal de débit de 100 Msymb/sec, il faut 24 Gops/sec (à titre de comparaison, un Pentium IV effectue de l'ordre de 1 Gops/sec^a).

^aà vérifier, c'est très au pif

Une manière pour éviter cette complexité calculatoire consiste à recourir à une modulation à porteuses multiples. L'idée de base, introduite par Chang dans les années 60,

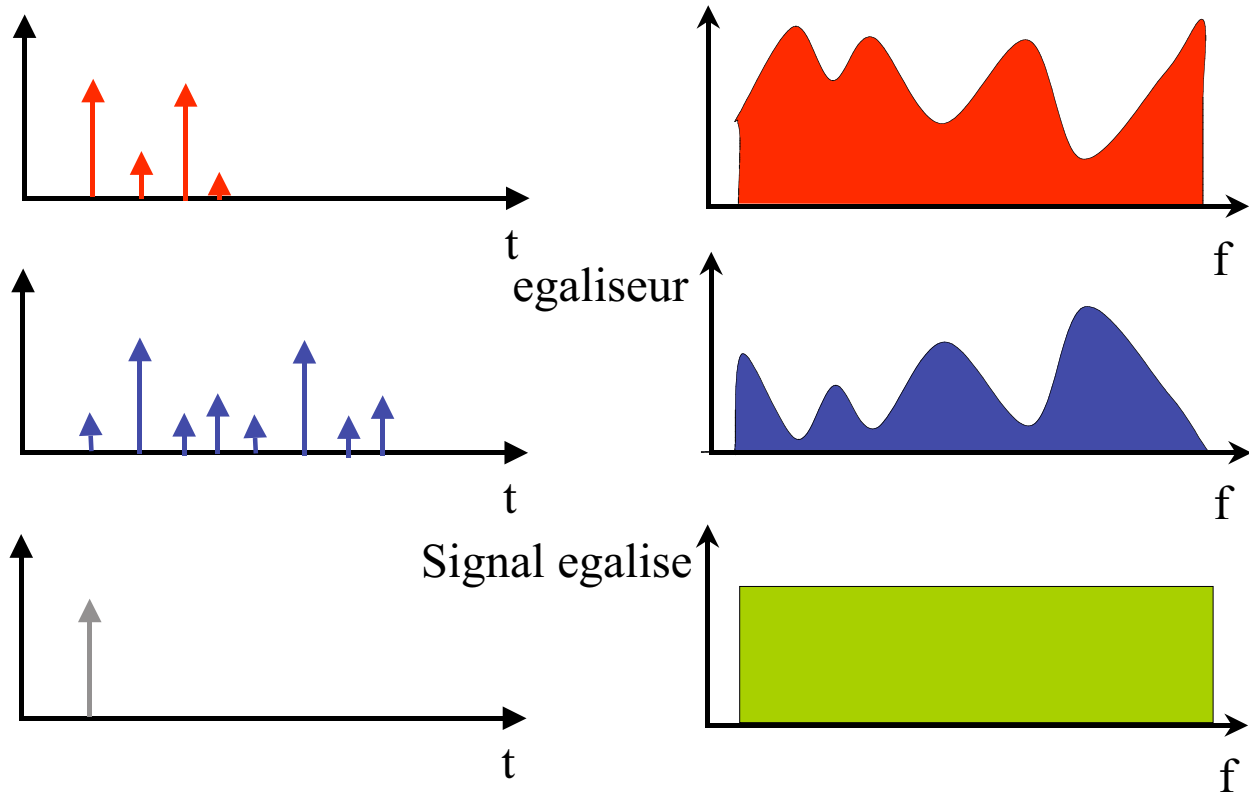


FIG. 4.1 – Un canal multichemin demande un égaliseur complexe

consiste à diviser la bande passante du signal W_s en N_c sous-bandes (on parle de sous-porteuses). Chaque sous-bande a une largeur de bande $\Delta f = \frac{W_s}{N_c}$. La subdivision en sous-bandes est illustrée dans la figure 4.2, où les flèches représentent les sous-porteuses. Chaque sous-porteuse est modulée par un signal de débit symbole $\frac{R_s}{N_c}$ (et de largeur de bande $\frac{W_s}{N_c}$).

Dans sa forme la plus générale, on peut écrire un signal multiporteuses comme :

$$s_{mc}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \underbrace{\left(\sum_{k=0}^{N_c-1} d_{k,m} \psi_k(t - m.T_s) \right)}_{=D_m} \quad (4.1)$$

où

- $d_{k,m}$ sont les données,
- k est l'indice de la porteuse
- m est l'indice de temps (c'est à dire que l'on a des symboles multiporteuses D_0, D_1, \dots qui se suivent dans le temps).
- $\psi_k(t)$ est la "forme d'onde" (en porteuses unique avec du BPSK, on aurait $k = 1$ et $\psi(t) = \cos \omega_c t$).

Dans ce schéma, on veillera à choisir une durée du symbole multiporteuses (D_m) nettement plus grande que le délai maximum du canal, c'est-à-dire $T_s \gg \tau_{\max}$ (voir la leçon sur la propagation); pour ce faire, on choisira N_c suffisamment grand. Ce faisant, la bande de cohérence étant inversement proportionnelle au délai moyen ($B_{coh} \simeq \frac{1}{5\tau_{RMS}}$,

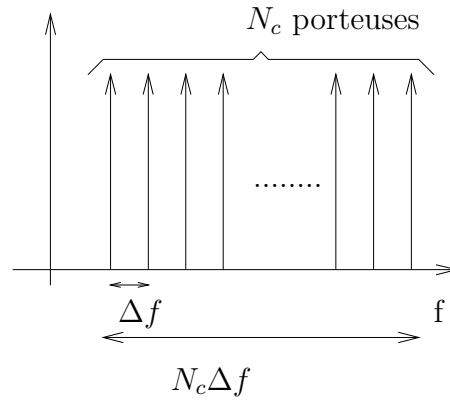


FIG. 4.2 – Multi-porteuses : plusieurs porteuses convoyent des données en parallèle

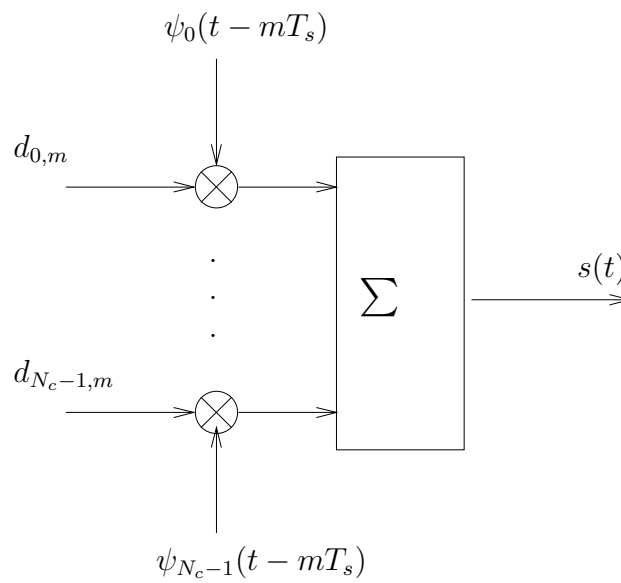


FIG. 4.3 – Principe du générateur multiporteuses : N_c données en parallèle attaquent N_c mélangeurs qui assurent la modulation.

la largeur de bande des sous-bandes sera faible comparée à la bande de cohérence du canal ($B_{coh} \gg W_s/N_c$). Les sous-bandes subissent alors un évanouissement non sélectif en fréquence, ce qui réduit l'égalisation à une simple multiplication complexe par porteuse.

Exemple 4.2 *Complexité d'un égaliseur pour un système multiporteuses à en bâtiments*

On rappelle d'abord que le délai moyen d'un canal multichemin est donné par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \tau_k \beta_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} \beta_k^2} \quad (4.2)$$

où les β_k^2 sont les puissances des répliques du signal.

L'étalement moyen (au sens RMS : Root Mean Squared) est

$$\tau_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \tau_k^2 \beta_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} \beta_k^2} - \bar{\tau}^2} \quad (4.3)$$

Dans le cas de l'exemple 4.1, on a deux répliques qu'on supposera de même puissance et séparée de 300 ns, on a donc $\bar{\tau} = 150ns$ et $\tau_{\text{RMS}} = 150ns$ et la bande de cohérence est de l'ordre de 1.3 MHz. D'autre part, on a un débit symboles pour le système mono-porteuse de 100 Msymb/sec, qu'on peut le plus souvent transmettre dans une bande de 100 MHz (pour peu que l'on filtre correctement le signal de sortie). Dans ce cas, on a donc $\frac{W_s}{B_{coh}} \simeq 75$.

Pour obtenir une largeur de bande des sous-bandes suffisamment faible, on choisira $N_c = 500$ sous-porteuses qui porteront chacune un message de 200 kHz de large (et donc un débit de 200 ksymb/sec). On obtient donc un rapport $\frac{\tau_{\text{max}}}{T_s} = \frac{300ns}{5000ns} = 0.06$, ce qui veut dire que la durée du canal vaut 0.06 fois la durée du symbole, et on a quasiment plus d'IES.

D'un point de vue complexité calculatoire, sans tenir compte des modulateurs et démodulateurs, il reste donc à effectuer une multiplication complexe par porteuse (c'est à dire multiplier par l'inverse de l'amplitude du canal dans chaque sous-bande). On aura donc

- Par symbole et par porteuse : 4 multiplications/additions (ops) réelles
- Par symbole multiporteuse : 4 ops * 500 porteuses = 2000 ops
- Par seconde : $200 \cdot 10^3 * 2000 \text{ MA} = 400 \text{ Mops/sec}$

Dans le cas mono-porteuse, on avait 24 Gops/sec, on a donc gagné en complexité calculatoire par un rapport 60! (ce qui est la longueur du canal en symboles de donnée mono-porteuse).

4.2 OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Un système multiporteuses brut tel que décrit plus haut a deux inconvénients majeurs :

- Si on l'applique naïvement, il faut que les sous-bandes soient nettement séparées, et on obtient un système qui a une mauvaise efficacité spectrale (en bits/sec/Hz)
- La complexité du modulateur et du démodulateur est très élevée d'un point de vue circuit (un mélangeur et un oscillateur coûtent cher).

4.2.1 L'orthogonalité permet une bonne efficacité spectrale

Pour obtenir une bonne efficacité spectrale, il faut éviter que les sous-bandes ne doivent être strictement séparées, et elles doivent donc pouvoir s'interpénétrer. Par contre, après

démodulation, il faut qu'une sous-bande n'ait pas d'influence sur l'autre, en d'autres termes, elles doivent être orthogonales. Pour obtenir cette orthogonalité, étant donné que le récepteur, dans une sous-bande, sera de la forme générale suivante 4.4,

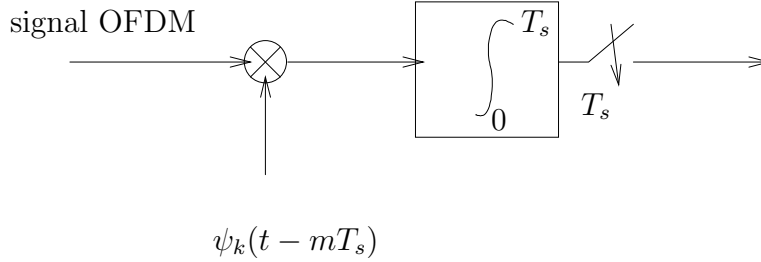


FIG. 4.4 – Récepteur pour une sous-bande

il faut que l'intégrale, sur un temps symbole, de la contribution des autres sous-porteuses soit nulle, c'est à dire, pour la porteuse k :

$$\int_0^{T_s} \psi_k(t - mT_s) \psi_l^*(t - mT_s) dt = \begin{cases} 1 & \text{si } k = l \\ 0 & \text{si } k \neq l \end{cases} \quad (4.4)$$

si on raisonne en termes de porteuses classiques, on utilise :

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_s}} e^{j\omega_k t} & t \in [0, T_s] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.5)$$

- avec $\omega_k = \omega_0 + k\omega_s$; $k = 0, 1, \dots, N_c - 1$
- $f_k = \frac{\omega_k}{2\pi}$ est la fréquence de la sous-porteuse k ,
- $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ est la plus basse fréquence utilisée ($k = 0$)
- L'espacement entre porteuses voisines est de $\Delta f = \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{W_s}{N_c}$
- La forme d'onde ψ_k est réduite à l'intervalle de temps $[0, T_s]$.

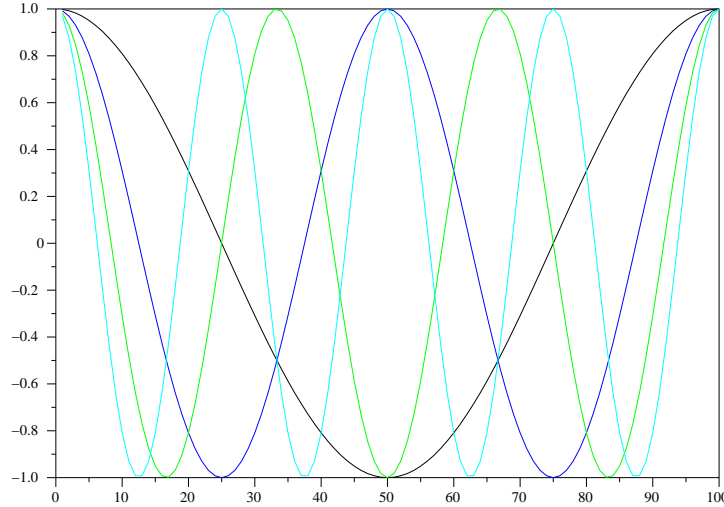
Il faut maintenant choisir les fréquences des sous-porteuses (c'est à dire ω_s de telle manière que la condition d'orthogonalité (equation 4.4) soit remplie ($\int_0^{T_s} \psi_k(t) \psi_l^*(t) dt = \delta(k - l)$). Pour cela, il suffit de choisir $\omega_s = 2\pi/T_s$. En effet, examinons le cas $k = 1$ et $l = 2$ on a

$$e^{j(\omega_0 + \omega_s)t} * e^{-j(\omega_0 + 2\omega_s)t} = \underbrace{e^{j(\omega_0 - \omega_0)t}}_{=1} * e^{j(\omega_s - 2\omega_s)t} = e^{-j\omega_s t}$$

Ensuite, il faut vérifier que $\int_0^{T_s} e^{-j\omega_s t} dt = 0$. En effet, pour $\omega_s = 2\pi/T_s$, en se rappelant que $e^{-j\omega_s t} = \cos \omega_s t + j \sin \omega_s t$, on voit aisément que $\int_0^{T_s} \cos(2\pi/T_s t) dt = 0$ (intégrale sur une période complète de la cosinusoïde), de même que pour le terme en sinus, et la propriété d'orthogonalité est donc respectée pour $k = 1$ et $l = 2$. Pour des valeurs (entières) différentes de k et l , on a une différence entière et on a de nouveau des intégrales sur des périodes entières de cossoïdes et le résultat est bien nul.

On en déduit aisément la structure de principe du récepteur OFDM, qui est une série de récepteurs du type de la figure 4.4 en parallèle.

D'autre part, il est intéressant d'inspecter le spectre d'un signal OFDM, en se rappelant que le spectre d'une cossoïde est une dirac, et que le spectre d'un signal carré de 0 à T_s est

FIG. 4.5 – 4 porteuses OFDM pour $k = 1, 2, 3, 4$

un sinus cardinal de la forme :

$$\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s}$$

, qui s'annule aux fréquences multiples de $f = 1/T_s$, et vaut 1 en $f = 0$. C'est une autre "visualisation" de l'orthogonalité, le spectre d'une sous-porteuse s'annule exactement au droit des autres sous-porteuses.

4.2.2 La FFT (Fast Fourier Transform) permet une implémentation efficace de l'OFDM

L'implémentation de la modulation OFDM de façon directe (avec des oscillateurs et des mélangeurs) implique un circuit d'une complexité prohibitive. Heureusement, il est possible d'implémenter le modulateur par une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT, via une IFFT) et le démodulateur peut être implémenté par une DFT (via une FFT), si N_c est une puissance de 2. La complexité calculatoire de ces opérations est de l'ordre de $N_c \log_2 N_c$ par symbole. De plus, la modulation étant faite de façon numérique et non analogique, elle est parfaite.

Pour le lecteur intéressé par la démonstration, il suffit de constater que le signal de sortie vaut, en numérique :

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N_c-1} d_{k,m} e^{j \frac{k \cdot 2\pi n}{N_c}}$$

et on reconnaît "immédiatement" la forme de la IFFT.

Exemple 4.3 Complexité calculatoire d'un récepteur

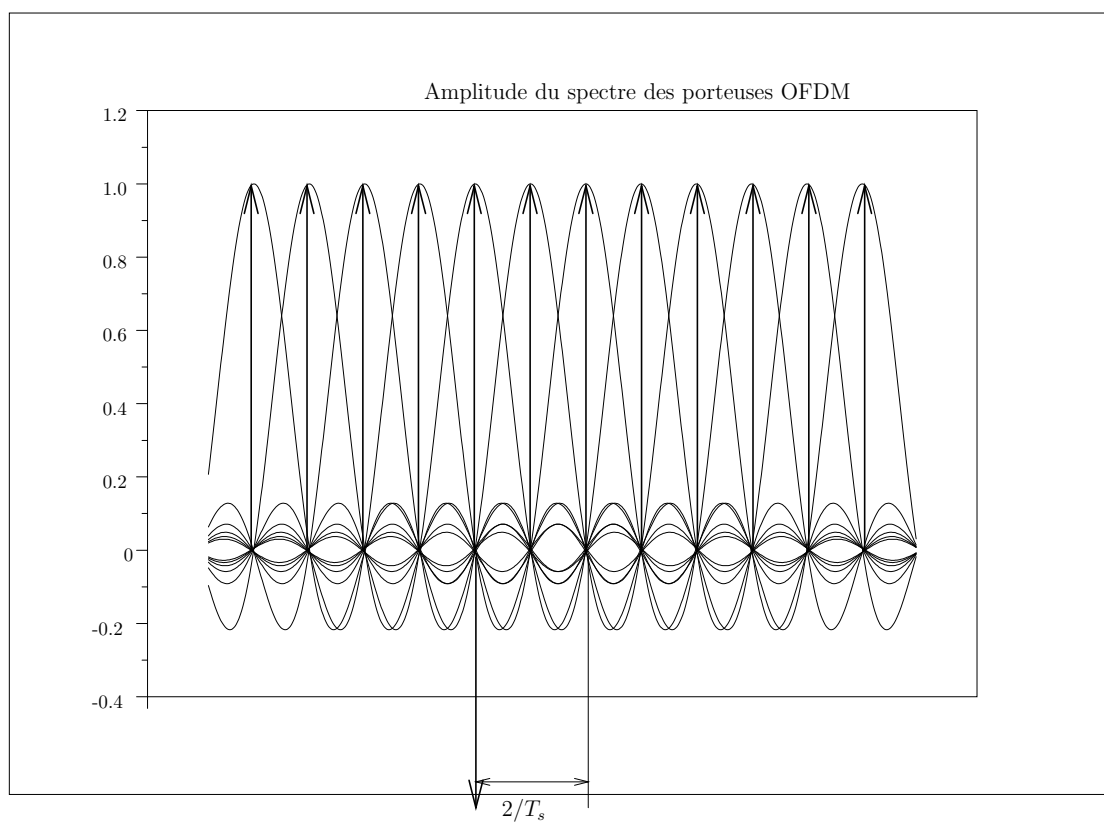


FIG. 4.6 – Spectre de différentes porteuses d'un signal OFDM

Si on reprend l'exemple précédent, avec $N_c = 512$, on a une complexité pour la FFT de $512 * 9 = 4608$ opérations réelles. Avec un débit de symboles OFDM de 200 ksymb/sec, on a $200 \cdot 10^3 * 4608$ ops par second, soit environ 1Gops/sec. Globalement, on arrive donc, avec un système OFDM, à 1.4 Gops/sec, comparé aux 24 Gops/sec du mono-porteuses. D'autre part, il existe des architectures matérielles optimisées pour la génération des FFTs, qui permet des gains de complexité accrus.

4.2.3 Le préfixe cyclique permet de s'affranchir complètement de l'effet du canal multichemins.

En passant d'une modulation mono-porteuses à une modulation multi-porteuses, on s'affranchit en grande partie du problème d'IES, cependant, l'IES ne disparaît pas complètement. Une manifestation du canal est la perte d'orthogonalité qui se traduit par une interference entre porteuses (IEP).

Une méthode qui permet de s'affranchir complètement du canal multichemins consiste à ajouter un "préfixe cyclique" au symbole OFDM [3], comme indiqué à la figure 4.7.

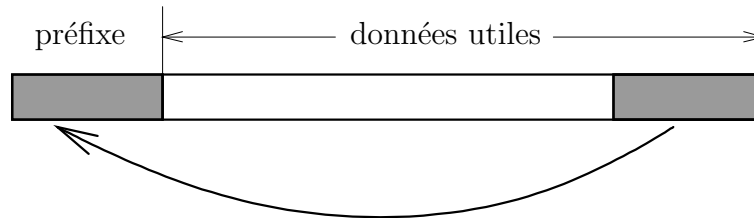


FIG. 4.7 – Le préfixe cyclique

Le préfixe cyclique consiste simplement en une copie de la dernière partie du symbole OFDM avant le symbole considéré. à la démodulation, ce préfixe est simplement enlevé du signal reçu. Si le préfixe cyclique est au moins aussi long que la durée de la réponse impulsionnelle du canal, le préfixe joue un rôle double :

1. Il élimine l'interférence entre deux symboles OFDM successifs :

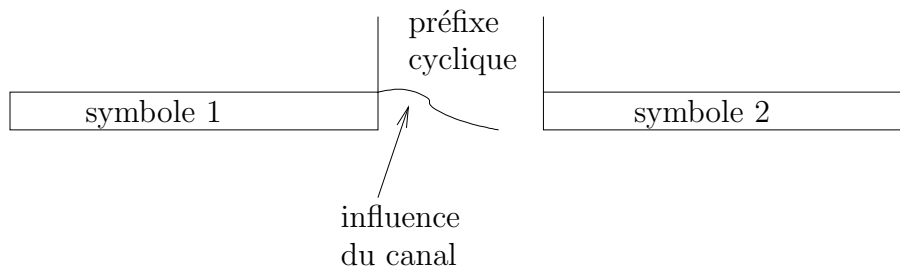


FIG. 4.8 – Le préfixe cyclique élimine l'interférence entre symboles OFDM successifs

2. Il élimine l'interférence entre porteuses d'un même symbole OFDM. Sans entrer dans le détail, la présence du préfixe cyclique permet de rendre le canal réellement constant en fréquence dans les sous-bandes. La démonstration fait appel à des notions de traitement de signal qui dépassent le cadre de ce cours ¹.

¹et je n'ai pas encore trouvé d'interprétation simple, ce sera peut-être pour l'an prochain !

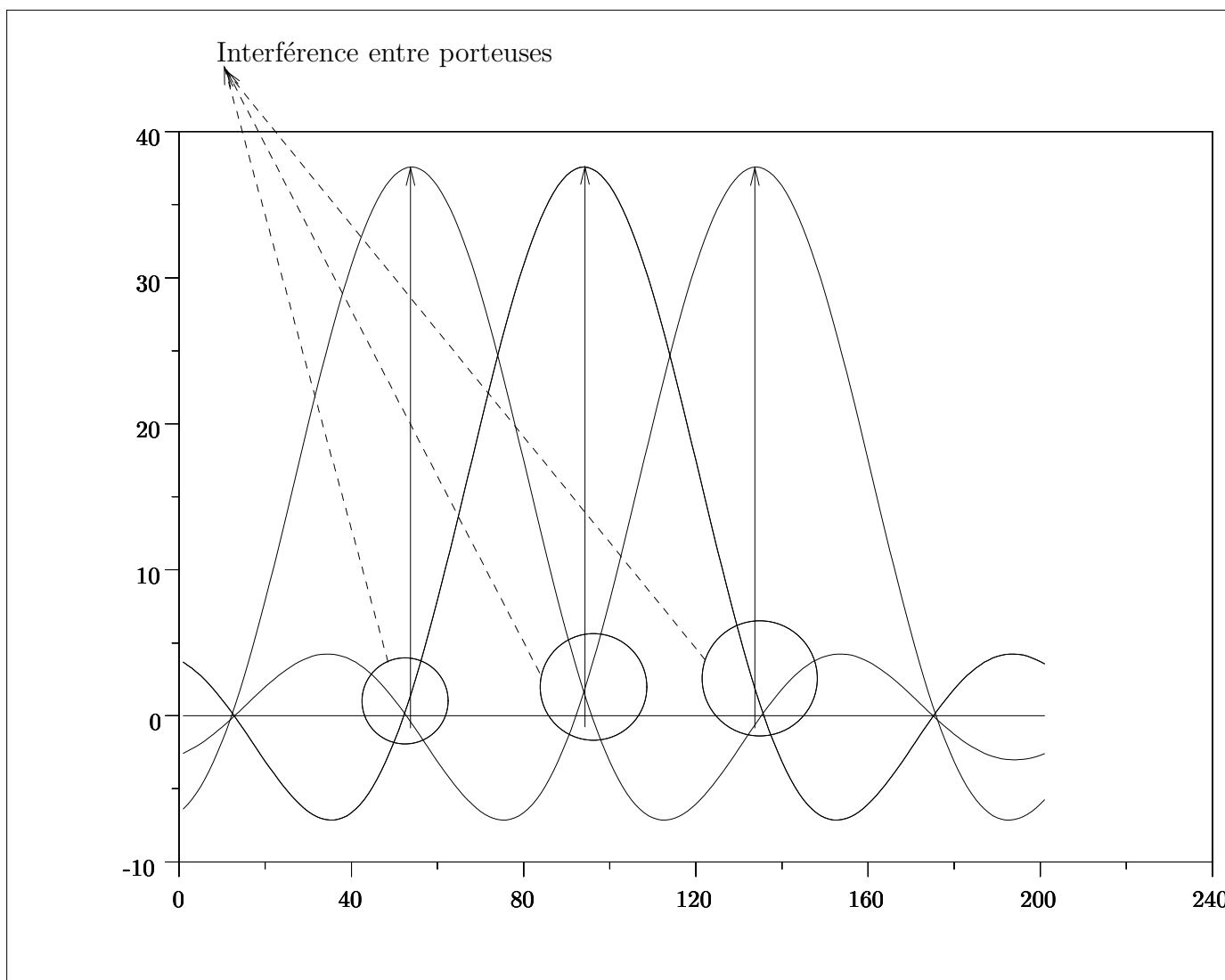


FIG. 4.9 – La présence d'un canal multichemins provoque de l'interférence entre porteuses, ici, on a un canal de longueur égale a 10 % de la longueur du symbole OFDM.

4.3 Quelques notes sur les performances et le codage

Tel que décrit ci-dessus, l'OFDM semble présenter tous les avantages. D'un point de vue performances, dans un canal à bruit blanc additif Gaussien, l'OFDM a les mêmes performances qu'une modulation classique. Dans le cadre d'un canal sélectif en fréquence, l'OFDM pur a de mauvaises performances pour la raison suivante. Supposons que, après passage dans le canal, on ait un signal OFDM qui a la forme donnée dans la figure 4.10.

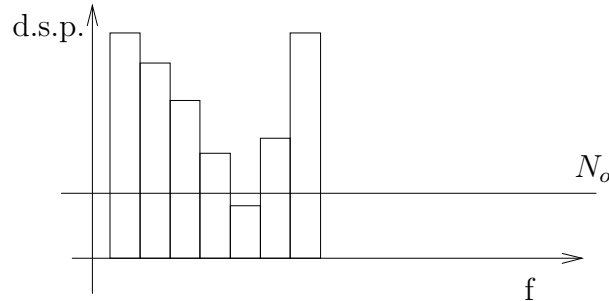


FIG. 4.10 – Les sous-porteuses, après passage dans le canal, ont des puissances différentes, et donc des SNR différents

Dans cette figure, on voit que certaines sous-porteuses sont tellement atténuées qu'elle ont un niveau de puissance inférieur au niveau de puissance du bruit. Ces sous-porteuses auront donc un BER (Bit Error Rate) = 0.5 (autant de chance de se tromper que de ne pas se tromper ...). Supposons qu'on ait un système avec 10 porteuses, dont 9 porteuses sont parfaites (BER=0) et une sous-porteuse a un BER de 0.5, le BER moyen sera de 5%, ce qui est inacceptable dans la plupart des cas. On peut montrer que si on avait un système mono-porteuses, ce BER serait de loin inférieur.

La solution à ce problème est relativement simple, mais plus cruciale en OFDM que dans les autres systèmes de communication : il faut utiliser un code correcteur d'erreur ! En utilisant cela, on élimine quasi complètement l'inconvénient de l'OFDM, et on obtient des performances similaires à celles des modulations mono-porteuses, tout en ayant une simplicité d'implémentation accrue.

4.4 Exercices

Exercice 4.1 On considère un système de données devant transmettre un signal HDTV (High Definition TeleVision) numérique à un débit de 19.2 Mbits/s dans une bande de 5 MHz. La transmission se fait (évidemment) dans un environnement sans fils, et on considère deux environnements typiques, en bâtiment, avec un canal de délai RMS = 250 ns, et en extérieur, avec un canal de délai RMS = 3 ms. On considère 4 types de modulation : BPSK, QPSK, QAM-16 et QAM-64.

On demande

1. Le débit symbole en mono-porteuses pour chaque type de modulation
2. Quels sont les modulations possibles pour les contraintes données ?
3. Quelle est la complexité de calcul de l'égaliseur ?
4. Quelle est le nombre de porteuses nécessaires si on passe à l'OFDM pour les deux environnements ?

5. Quel sera l'espacement entre porteuses ?

6. Quelle sera la complexité calculatoire du récepteur, en considérant la FFT et l'égaliseur

Exercice 4.2 Montrer que l'OFDM peut être implémenté par une IFFT et une FFT.

Le signal OFDM, pour un symbole entre 0 et T_s , s'écrit :

$$s_{mc}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{k=0}^{N_c-1} d_k e^{jk \frac{2\pi}{T_s} t} \quad t \in [0, T_s] \quad (4.6)$$

La transformée de Fourier discrète s'écrit :

$$X[n] = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} x[k] e^{-j2\pi nk/N} \quad (4.7)$$

alors que la transformée de Fourier discrète inverse s'écrit :

$$X[n] = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} x[k] e^{j2\pi nk/N} \quad (4.8)$$

On peut réécrire le signal OFDM en temps discret comme étant :

$$s_{mc}(n) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \sum_{k=0}^{N_c-1} d_k e^{jk \frac{2\pi}{n}/N_c} \quad (4.9)$$

en posant $t = n/N_c.T_s$, et on retrouve bien l'expression de l>IDFT.

Exercice 4.3

Chapitre 5

Techniques d'accès multiple

1

Ce chapitre présente les principales techniques d'accès multiple utilisées en communications sans fils. Ces méthodes d'accès au support font partie du protocole de la couche 2 dans le modèle OSI. Même si ces méthodes d'accès tirent le plus souvent leur origine dans les communications filaires, elles ont du être adaptée aux communications sans fils, dont les deux différences principales sont :

- une bande passante limitée ;
- une communication non fiable (taux d'erreurs élevé, perte de lien, etc...).

Exemple 5.1 *Adaptation de l'ethernet au sans fils*

Le standard IEEE 802.3 (variation de l'ethernet) est le standard dominant en réseaux filaires. L'IEEE a donc essayé d'en faire un équivalent sans fil, le IEEE 802.11. Le protocole d'accès de 802.3 est le CSMA/CD (Carrier sense mutiple-access with collision detection), par contre, en sans fil, la détection de collision est très difficile. En effet, il faudrait écouter le canal sur la même fréquence, ce qui demande de pouvoir émettre et recevoir en même temps, ce qui est déjà couteux, d'autre part, il faudrait pouvoir comparer des signaux de puissance très différente (son propre signal auquel s'ajoute un signal interféreur très fortement atténué). De ce fait, 802.11 utilise le CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance).

La première partie présente (brièvement) les techniques utilisées en communications orientées voix (GSM, UMTS, DECT), nommément :

- l'accès multiple par répartition de fréquence (FDMA : Frequency Division Multiple Access) ;
- l'accès multiple par répartition de temps (TDMA : Time Division Multiple Access) ;
- l'accès multiple par répartition de code (CDMA : Code Division Multiple Access).

La deuxième partie présente (un peu plus longuement) les techniques utilisées en communications de données (WLAN, Packet Radio, etc. ...). Il s'agit principalement de

- ALOHA et ses variantes
- CSMA et ses variantes
- La question de la qualite de service (QoS : Quality of Service), qui se pose principalement quand on mélange les applications de données et multimédia (voix + image animée).

¹Ce chapitre suit la structure du chapitre 4 de *Principle of Wireless Networks* de K. Pahlavan et P. Krishnamurthy

5.1 Techniques d'accès "fixes" pour réseaux orientés voix

Les réseaux sans fils orientés voix du type GSM et DECT utilisent des techniques d'accès fixes. Dans ces techniques, au moment de l'établissement de la connexion, des ressources radio sont allouées à la connexion et ne varient plus en cours de connexion. Ces ressources peuvent être une bande de fréquence, une portion du temps ou un code de spectre étalé.

Le choix d'une technique d'accès (FDMA, TDMA, CDMA, ou combinaison) peut avoir un impact important sur la performance, la QoS et la capacité du système. Ce choix est tellement prépondérant (en tous cas dans l'esprit des concepteurs), qu'on dénomme souvent les systèmes en fonction de l'accès multiple.

Exemple 5.2 Terminologie des systèmes de téléphonie cellulaire numérique

Le GSM (ainsi que IS-136 aux USA) sont des systèmes TDMA, tandis que l'UMTS (et l'IS-95 aux USA) sont des systèmes CDMA.

On peut montrer que le choix d'une technique d'accès est un facteur prépondérant pour les performances des systèmes sans fils. Dans le cas des systèmes cellulaires, ce choix a fait (et fait encore) débat entre le CDMA et le TDMA/FDMA par exemple. En effet, en fonction de l'organisation cellulaire et des techniques de traitement de signal utilisées, l'une et l'autre des techniques promettent des capacités différentes.

On notera également que l'on parle de techniques d'accès fixe pour la partie principale de la connexion (pendant la connexion), alors que pour l'établissement de la connexion on recourt aux techniques d'accès aléatoire que l'on verra dans la deuxième partie.

Exemple 5.3 Accès aléatoire en GSM et UMTS

Les réseaux GSM et UMTS utilisent une technique d'accès aléatoire (le slotted ALOHA) pendant la phase d'établissement de la communication entre la station de base et le mobile. Cependant, ces deux systèmes, principalement destinés au transport de la voix, utilisent le TDMA pour le GSM et le CDMA pour l'UMTS.

Un autre paramètre extrêmement important est le duplexage, c'est-à-dire la technique qui va permettre de faire la différence entre deux sens de liaison. On parlera en général, dans un système cellulaire, de liaison montante quand il s'agit de l'émission du mobile vers la station de base et de liaison descendante pour l'émission de la station de base vers le mobile. Nous commencerons par détailler ces techniques et les raisons des choix effectués et ensuite, nous détaillerons les techniques d'accès multiple.

5.1.1 Techniques de duplexage

Il y a deux techniques de duplexage :

1. FDD : Frequency Division Duplexing, duplexage en fréquence. Dans ce mode, les voies montante et descendante sont sur des fréquences bien distinctes. C'est le choix de GSM et d'UMTS.
2. TDD : Time Division Duplexing, duplexage temporel. Dans ce mode, les voies montante et descendante sont sur la même fréquence, mais utilisent le canal alternativement (en général, d'abord la voie descendante et ensuite la voie montante. C'est le choix dans le cas des réseaux locaux sans fils. C'est aussi le cas d'une deuxième phase de UMTS pour les environnements urbains organisés en micro-cellules. Les deux avantages principaux du TDD sont :

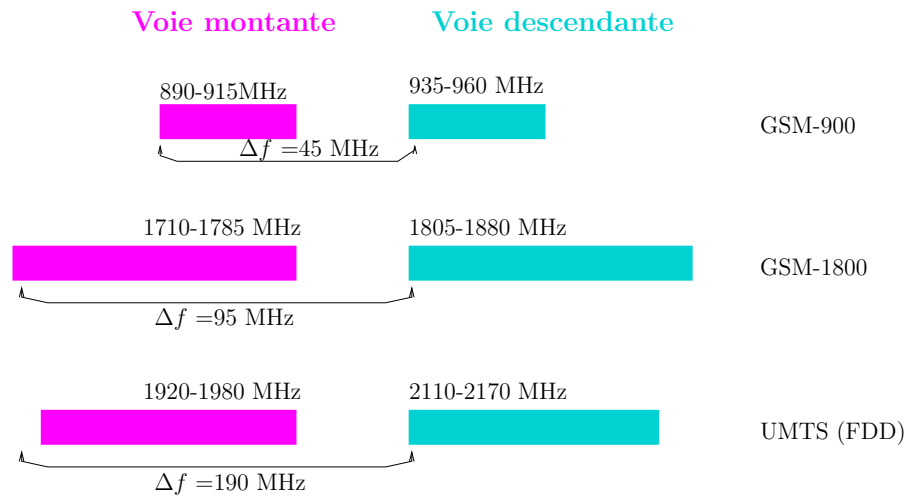


FIG. 5.1 – bandes GSM et UMTS

Structure MAC de Hiperlan II

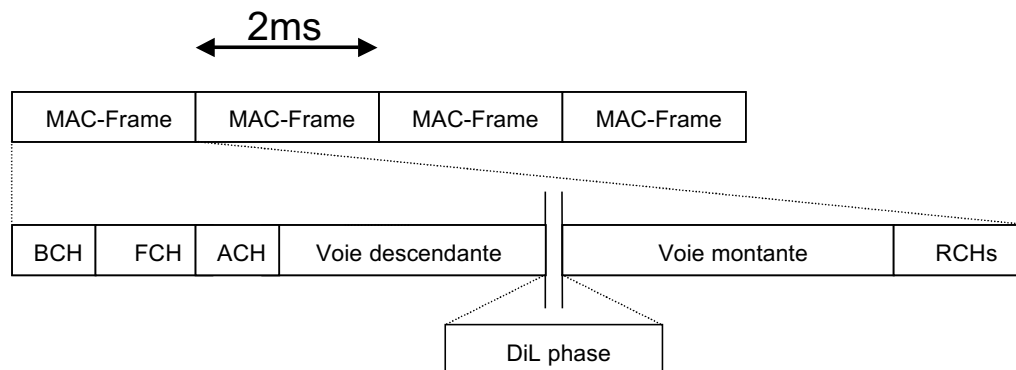


FIG. 5.2 – TDD : cas de Hiperlan II

- Une plus grande simplicité de la partie RF, puisqu'on ne travaille que sur une fréquence à la fois (contre deux pour le FDD, une sur la voie montante, une sur la voie descendante).
- Le canal est réciproque (c'est à dire que la station de base voit le même canal de transmission que le terminal). De ce fait, l'adaptation de puissance est simple. (L'adaptation de puissance adapter sa puissance d'émission pour avoir la bonne puissance (et donc le bon rapport signal/bruit au récepteur)).

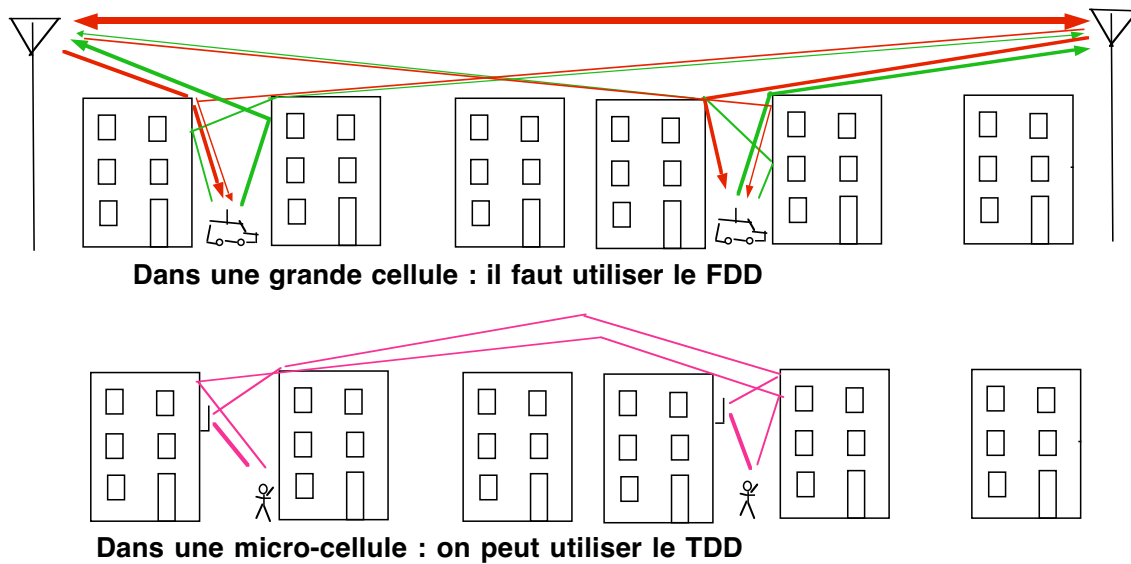


FIG. 5.3 – Avantage du TDD : le canal est réciproque

5.1.2 L'accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)

Dans un système FDMA pur, tous les utilisateurs peuvent transmettre leur signaux simultanément, et sont distingués par leur fréquence d'émission. Le FDMA est basé sur la plus ancienne technique de multiplexage connue : le multiplexage en fréquence, utilisé pour transmettre les signaux TV sur le câble, ou sur les canaux Hertziens classiques et satellite.

Le problème principal que le FDMA pose au concepteur des transceivers est celui du canal adjacent. En effet, il faut absolument éviter de radier de la puissance hors de sa bande, sous peine de générer une interférence importante sur le canal occupant la fréquence voisine.

Ce problème est particulièrement important sur la voie montante. En effet, le signal reçu à la station de base par un mobile éloigné est nettement plus faible que le signal reçu à la station de base par un mobile proche. De ce fait, si le mobile proche génère une interférence importante, le signal du signal éloigné risque d'être complètement noyé dans l'interférence générée par le mobile proche.

Exemple 5.4 Problème "proche-éloigné"

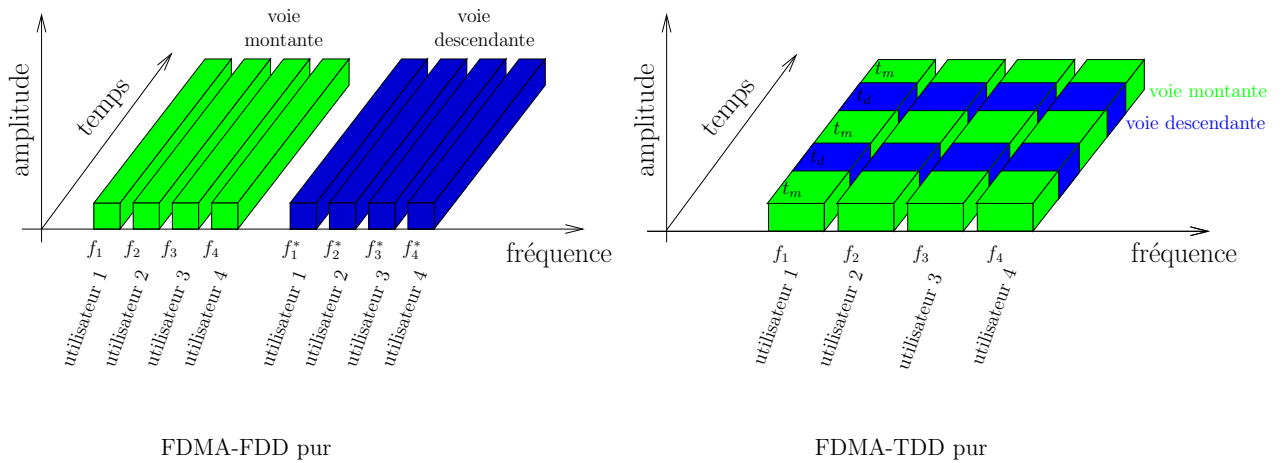


FIG. 5.4 – Exemple de systèmes pur

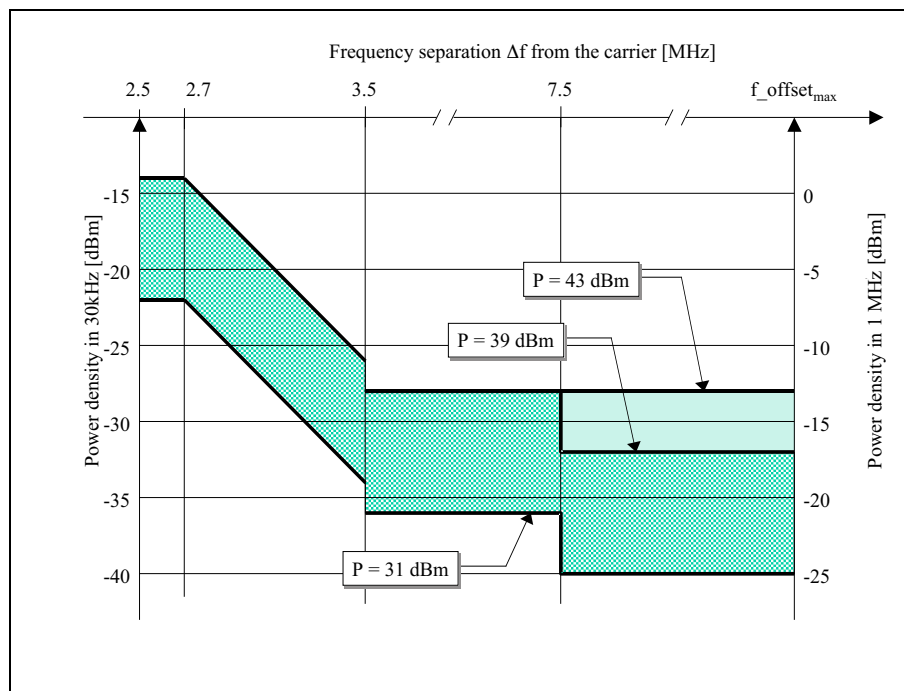


FIG. 5.5 – Masque d'émission en UMTS

1. Quelle est la différence de puissance reçue entre deux signaux émanant de deux terminaux situés respectivement à 10 m et 1 km d'un station de base en milieu urbain ?
2. Quel est l'effet de cette situation si les deux utilisateurs utilisent des canaux adjacents et que la densité spectrale de puissance hors bande est 40 dB en dessous de la densité spectrale de puissance dans la bande utile

Solution

1. En milieu urbain, le signal perd 40 dB par décade. Ici, on a deux décades, il y a donc une différence de 80 dB entre les puissances des signaux reçus.
2. En supposant que, à la station de base, la puissance du signal reçu du mobile proche est de 0dB, alors, dans la bande du signal éloigné, on reçoit le mobile éloigné avec une puissance de -80 dB, et on voit l'interférence du signal proche avec une puissance de -40 dB. Le signal éloigné est donc 40 dB plus faible que l'interférence, d'où la nécessité de faire du contrôle de puissance.

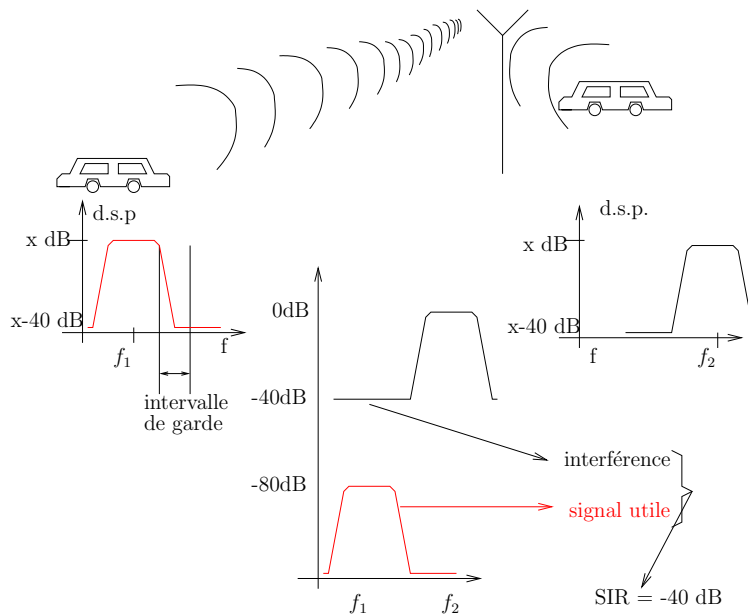


FIG. 5.6 – Problème "proche-éloigné" en FDMA

Trois solutions sont mises en oeuvre pour résoudre le problème "proche-éloigné".

1. La première consiste à établir un plan de fréquence tel que, d'une cellule à l'autre, les fréquences soient les plus éloignées possible.
2. La deuxième consiste à effectuer un contrôle de puissance. Ce contrôle consiste à demander à l'émetteur (terminal ou station de base) à émettre le moins de puissance possible (et donc de travailler à un rapport signal/bruit minimum pour la qualité de communication demandée). Cela peut paraître paradoxal, puisqu'en général on essaye de maximiser le rapport signal/bruit, mais c'est la seule manière de diminuer l'interférence causée aux canaux adjacents (dans l'exemple ci-dessous, cela voudrait dire que le mobile proche émettrait 80 dB de moins que le mobile éloigné).

3. La troisième consiste à insérer des intervalle de garde entre les fréquences adjacentes, ce qui réduit l'interférence entre canaux, mais diminue l'efficacité spectrale

5.1.3 Accès multiple par répartition temporelle (TDMA : Time Division Multiple Access)

Dans un système TDMA, les utilisateurs utilisent la même fréquence et prennent possession du canal chacun à leur tour (c'est le système d'une conversation civilisée à plusieurs). Le TDMA est basé sur le multiplexage temporel utilisé par exemple en téléphonie, pour la concentration (numérique) des connexions entre centraux téléphoniques. L'avantage principal du TDMA est qu'il est facile pour un utilisateur de prendre possession de plusieurs tranches du multiplex temporel, et il est donc facile d'avoir des utilisateurs utilisant des débits de données différents. "LE" standard principal utilisant cette technique est le GSM, qui utilise un mix de TDMA et de FDMA, sur une technique de duplexage TDD. DECT (Digital European Cordless Telephone) utilise également du TDMA/FDMA, mais avec une technique de duplexage TDD (puisque DECT est destiné aux micro-cellules d'environ 300 mètres de diamètre).

Exemple 5.5 *Le TDMA en GSM*

Le GSM utilise du TDMA/FDMA/FDD de la façon suivante :

- **FDD** : les fréquences montantes et descendantes sont séparées de 45 MHz (95 en GSM-1800) ;
- **FDMA** : il y a 124 canaux fréquentiels de 200 kHz de large, avec une bande de garde de 100 kHz de chaque côté de la bande allouée (soit, de 890 à 925 MHz, 25 MHz divisés en $124 \times 200 \text{ kHz} + 2 \times 100 \text{ kHz}$) ;
- **TDMA** : chaque canal fréquentiel, est divisé en trames de longueur 4.615 ms, divisées elle-mêmes en 8 slots de 0.577 ms (représentant une durée de 156.25 bits de $3.69 \mu\text{s}$). On a donc, par canal fréquentiel, une technique TDMA où 8 utilisateurs peuvent tour à tour prendre 1 slot de temps, sur lequel ils peuvent transmettre un canal voix à 13 kbits/sec. On notera que la nouvelle norme GPRS (General Packet Radio Service) tire profit de la souplesse du TDMA pour utiliser plusieurs slots du multiplex temporel pour arriver à un débit (théorique) de 144 kbits/sec, tandis que EDGE (Enhanced Data-rate for Global Evolution) utilise, en plus de la possibilité d'utiliser plusieurs slots, une modulation d'ordre plus élevé pour arriver à un débit de 384 kbits/sec.

Exemple 5.6 *Le TDMA en DECT*

En DECT, on utilise un système de duplexage temporel (TDD), utilisant la même fréquence pour la voie montante et la voie descendante. La largeur de bande sur une porteuse est de 1.728 MHz, qui peut supporter 12 canaux voix codés en ADPCM (MIC adaptatif). La bande totale allouée est de 10 MHz, ce qui permet d'avoir 5 canaux fréquentiels. La durée d'une trame en DECT est de 10 ms, dont 5 ms pour la voie descendante et 5 ms pour la voie montante. Le multiplex temporel est divisé alors ces 5 ms en $5\text{ms}/12 = 0.417 \text{ ms}$. Chaque slot comporte 480 bits (dont 64 bits de temps de garde), assurant un débit global de 1.152 Mbits/sec. De ces 480 bits, 64 sont consacrés au contrôle et 320 sont consacrés à l'information (soit 32 kbits/sec/canal).

De la même manière qu'en FDMA, le signal reçu sur la voie montante (i.e. à la station de base) peut être de puissance très différente pour un utilisateur éloigné et un utilisateur proche. Il convient donc également d'effectuer un contrôle de puissance.

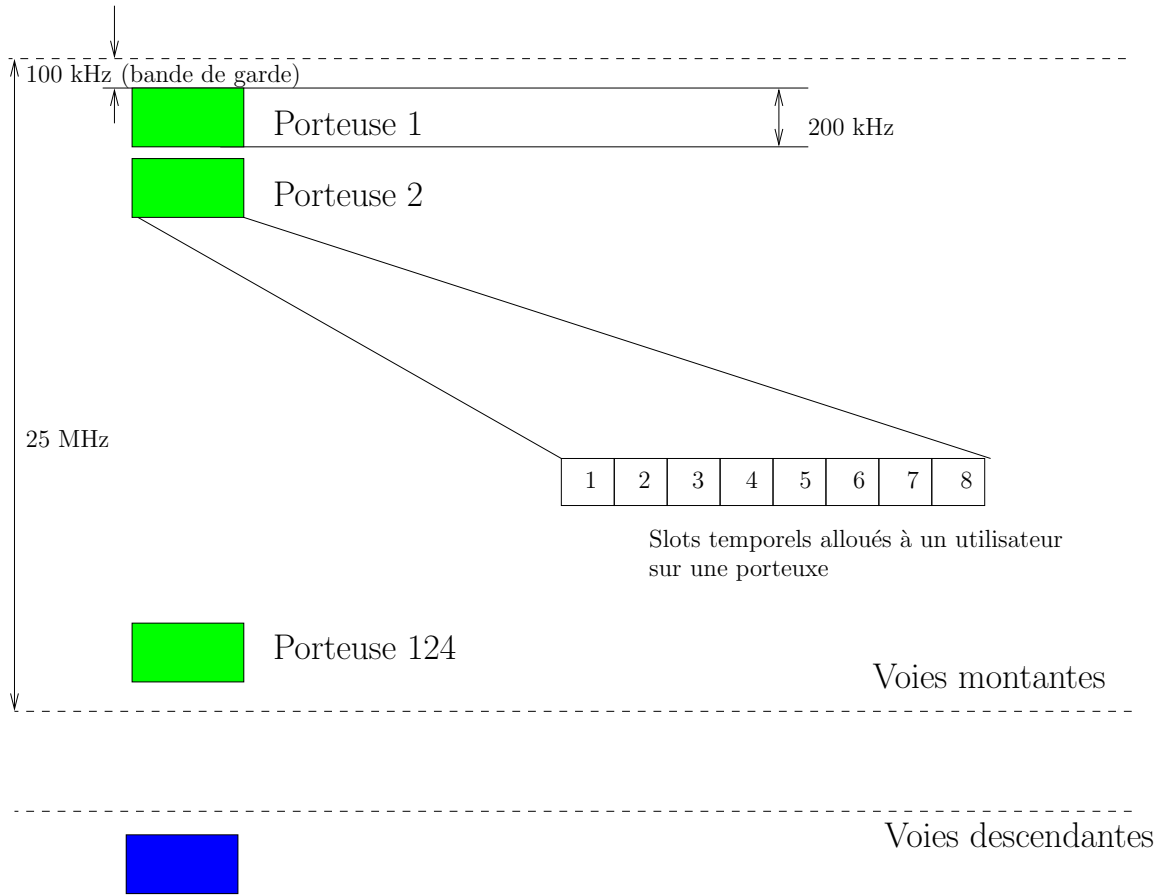


FIG. 5.7 – Canaux fréquentiels et temporels en GSM

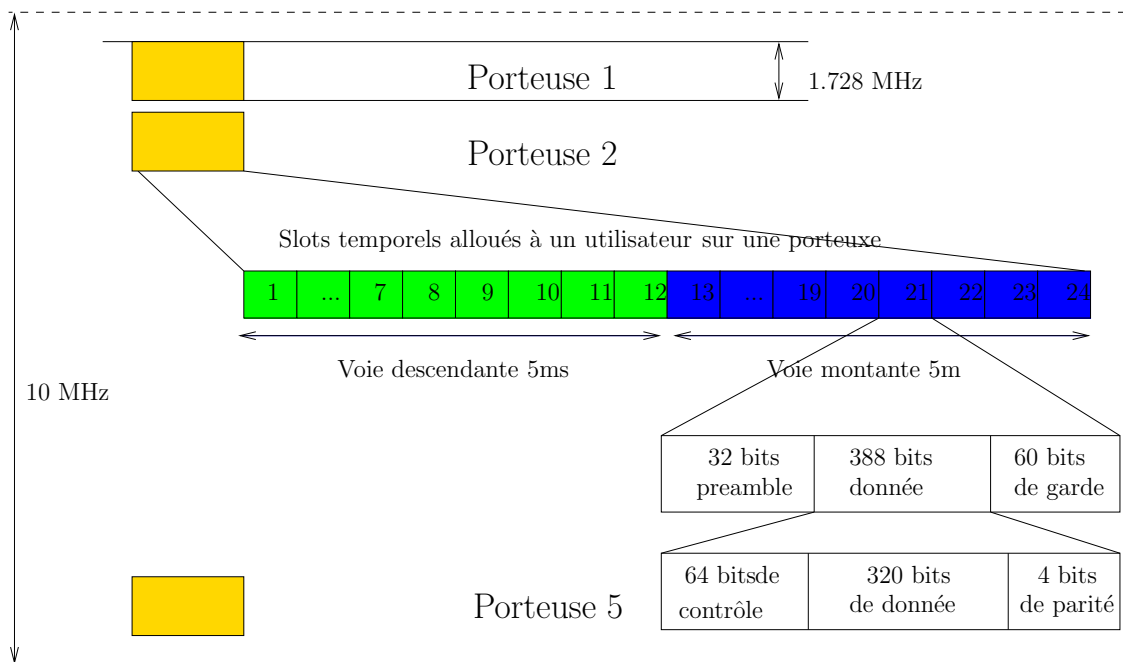


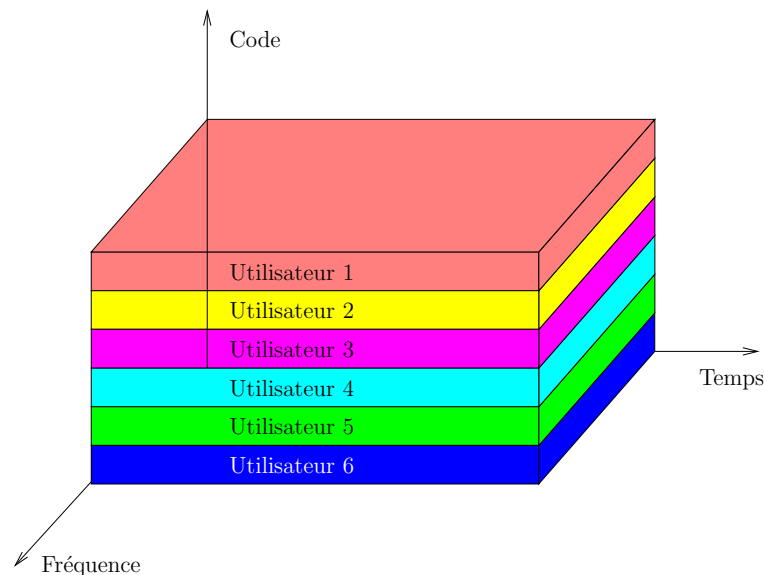
FIG. 5.8 – Canaux fréquentiels et temporels en DECT

5.1.4 Accès multiple par répartition de fréquence (CDMA : Code-Division Multiple Access)

Le CDMA est basé sur la technique du spectre étalé, où chaque utilisateur se voit allouer un code PN (code aléatoire) différent, et est identifié par ce code.

Outre que Viterbi, l'un des ardents (et riche) défenseurs du CDMA pour la téléphonie mobile, et promoteur du premier standard (américain) IS-95, a (tenté de) démontrer que le CDMA permettait une capacité accrue, l'une des raisons du succès du CDMA est sa souplesse. En effet, deux arguments en faveur du CDMA sont :

- l'absence de planning de fréquence. Comme on l'a vu dans la section sur le spectre étalé, si deux signaux ont des codes différents, il est possible de les séparer l'un de l'autre. *Il suffit donc* de faire en sorte que les utilisateurs des cellules adjacentes aient des codes différents pour les distinguer, et on a donc pas besoin de fréquences différentes pour chaque cellule.
- la facilité de mélanger des canaux voix et données. En effet, pour mélanger des canaux voix et données, il faut pouvoir mélanger des signaux de débit de données différents. En spectre étalé, il suffit d'utiliser des signaux avec des facteurs d'étalement différents, ce qui est fait, par exemple, par les codes OVVSF (Orthogonal Variable Spreading Factors) en UMTS.



5.1.5 Notes sur les performances comparées de TDMA/FDMA/CDMA

En première approximation (c'est-à-dire sans tenir compte des intervalles et/ou bandes de garde), les systèmes TDMA et FDMA ont les mêmes performances. En effet, les implications au niveau de l'interférence, et donc du planning de fréquences en cellulaire, est le même. On peut alors se baser simplement sur l'efficacité spectrale dans une seule cellule, et que l'on répartisse les données en fréquence ou en temps ne change rien.

En CDMA, les choses sont un peu plus subtiles, puisqu'on peut utiliser les mêmes fréquences dans toutes les cellules. Par contre, on ne peut pas obtenir de codes orthogonaux pour les utilisateurs de cellules différentes (d'autant plus que ça demanderait de synchroniser les cellules entre elles, ce qui est très compliqué). Il faut donc faire une analyse complète (et statistique) des interférences, en fonction de la qualité des codes utilisés. En fonction de tout cela, certains prétendent que le CDMA permet une plus grande capacité.

Sans rentrer dans le détail, cette affirmation n'est correcte que si on utilise des algorithmes très puissants dans les récepteurs, ce qui n'est pas le cas pour le moment.

5.2 Méthodes d'accès aléatoire pour les réseaux orientés données

Dans la section précédente, on a parcouru méthodes fixe d'accès multiple. Celles-ci sont très performantes en termes d'efficacité spectrale, mais négligent complètement

- le problème de l'accès aléatoire au canal pour assurer l'établissement de la communication ;
- le problème de l'accès aléatoire pour assurer des communications de données. Celles-ci sont, par nature, intermittentes et sujettes à de grandes variations de débit. D'autre part, elles demandent un temps d'établissement de la connexion beaucoup plus faible que dans le cas d'une communication vocale (le fameux *always on* .

Pour résoudre ses problèmes, il faut faire appel aux techniques d'accès aléatoires que sont

1. ALOHA (et ses variations)
2. CSMA (et ses variations)

5.2.1 ALOHA pour les communications sans-fils

Le protocole ALOHA pur (original), est dénomé d'après le système ALOHA développé par N. Abramson et ses collègues de l'université d'Hawaïï en 1971. Ce système reliait différents sites de l'île par des stations UHF et une communication par paquets entre ces stations. Le protocole utilisé fut baptisé ALOHA, ce qui veut dire "hello" en Hawaïen.

Le principe de base de ALOHA est extrêmement simple. Quand un terminal mobile veut envoyer un paquet, celui-ci traverse évidemment toutes les couches de la pile de protocoles et est transmis immédiatement par la couche physique. En d'autres mots, le terminal dit "hello" à l'interface air quand un paquet arrive. Chaque paquet est flanqué d'un code détecteur d'erreur. Quand la station de base reçoit un paquet, elle vérifie le code et, s'il est correct, envoie un accusé de réception au mobile. Si plusieurs paquets se recouvrent dans le temps, il y a collision, et le mobile renvoie le paquet après un temps aléatoire, pour éviter les collisions répétées.

L'avantage principal est la simplicité du protocole, puisqu'il ne faut pas de synchronisation entre mobiles, ni entre le mobile et la station de base. L'inconvénient est que la probabilité de collision est importante et que le débit effectif maximal de l'ALOHA pur est de 18 % (du débit offert par l'interface air).

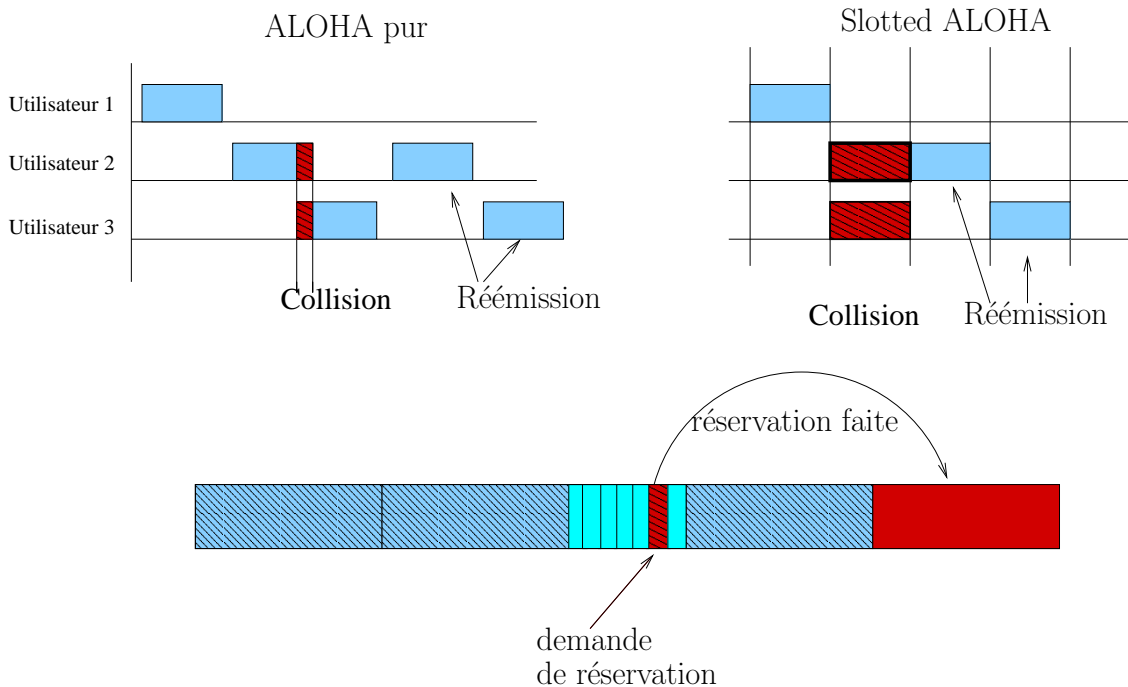
Exemple 5.7 Débit effectif de l'ALOHA pur

1. Quel est le débit effectif maximal d'un réseau ALOHA pur avec un grand nombre d'utilisateurs et un débit de transmission de 1 Mbits/sec ?
2. Quel est le débit effectif d'un réseau TDMA ayant le même débit de transmission ?
3. Quel est le débit effectif d'un réseau ALOHA avec un seul utilisateur ?

Solution

5.2. MÉTHODES D'ACCÈS ALÉATOIRE POUR LES RÉSEAUX ORIENTÉS DONNÉES 67

1. Pour une cellule avec un grand nombre de terminaux, le débit effectif maximal est de 18 % du débit de transmission, soit 180 kbits/sec.
2. En TDMA, en négligeant l'overhead (paquets longs), on atteint presque 100 %, soit un débit effectif de 1 Mbits/sec.
3. Si on a un seul utilisateur, il n'y a pas de collision et on a un débit effectif de 100 %.



Le débit effectif offert par ALOHA pur représente un gaspillage important de la bande passante, de ce fait ALOHA est le plus souvent utilisé dans sa version "synchronisée", appelée "slotted ALOHA". Dans cette version, le temps est divisé en slots (temps-trame, et l'émetteur ne peut émettre qu'au début d'un slot, ce qui évite les collisions partielles. La synchronisation est effectuée grâce à un signal périodique (beacon) envoyé par la station de base. En slotted ALOHA, en supposant que les paquets ont la longueur d'un slot, on a des collisions complètes ou pas de collision du tout, ce qui double le débit effectif, et le débit effectif maximal monte donc à 36 % du débit de transmission. De part sa simplicité, le slotted ALOHA est souvent utilisé pour réserver la communication dans les systèmes cellulaires (entre autres GSM et UMTS).

Exemple 5.8 *Slotted ALOHA en GSM et UMTS*

Dans les systèmes GSM et UMTS, la phase initiale d'établissement entre le mobile et la station de base (c'est-à-dire pour réserver un canal voix) est effectuée par une slotted ALOHA (par un slot RACH : Random Access CHannel).

Le débit effectif du slotted ALOHA reste malgré tout faible. De ce fait cette technique est combinée avec des systèmes TDMA pour former ce qu'on appelle le Reservation-ALOHA (R-ALOHA). En R-ALOHA, les trames sont divisées en périodes de contention et périodes sans contention. Pendant la période de contention, le mobile utilise des paquets très courts pour effectuer sa réservation. Si la réservation est couronnée de succès, le mobile peut alors utiliser une trame pendant la période sans contention.

Exemple 5.9 *Reservation en GPRS*

Le GPRS peut réserver les 8 slots d'une porteuse GSM, chacun de ces slots permettant d'utiliser 9.6 kbits/sec, ou 14.4 ou encore 21.4 kbits/sec si on utilise pas de codes correcteurs d'erreur. Le débit "brut" peut donc être de $8 \times 21.4 = 171.2$ kbits/sec. Les mêmes slots peuvent être réservés en utilisant du slotted ALOHA. En GPRS, dans la phase de contention, le mobile utilise ce système pour envoyer une requête de transmission, la station de base renvoie alors un accusé de réception indiquant quels slots sont alloués pour la transmission sur la voie montante, et finalement le mobile envoie ses données sans contention. Sur la voie descendante, la station de base indique au mobile quels sont les canaux utilisés, et la transmission se fait également sans contention.

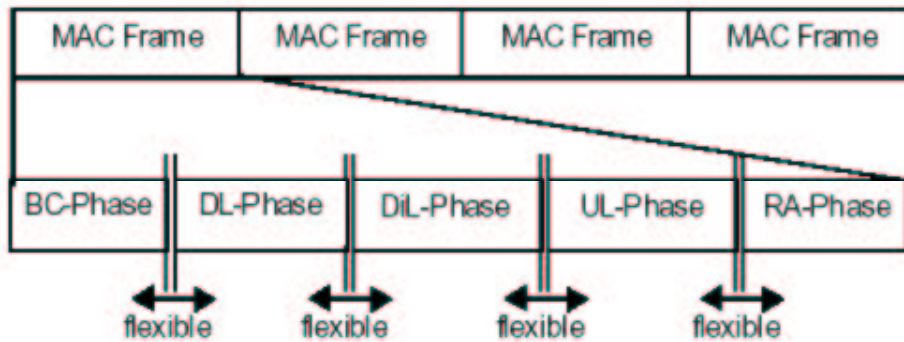


FIG. 5.9 – Trame MAC de base en Hiperlan II

Exemple 5.10 *Réservation en Hiperlan II*

Hiperlan II est une norme de réseau local (à maximum 54 Mbits/sec) qui utilise du TDMA/TDD avec une phase de réservation. La figure 5.9 indique les différentes parties de la trame MAC :

1. La phase BC : elle transporte le BCCH (broadcast control channel) et le FCCH (frame control channel). Le BCCH contient des informations générales pour les mobiles et annonce des informations qui seront envoyées dans la phase descendante (DL). Le FCCH contient des informations sur la structure de la trame (longueur des différentes phases, détails sur la structure à l'intérieur des phases).
2. La phase DL (Downlink) transporte les canaux de contrôle et de données de la voie descendante.
3. La phase UL (Uplink) transporte les canaux de contrôle et de données de la voie montante.
4. la phase DiL (Direct Link) transporte des données directement entre terminaux mobiles, sans intervention de la station de base. La réservation, elle, se fait à l'aide de la station de base et c'est également elle qui indique qui peut transmettre quand dans le FCCH.
5. La phase RA (Random Access) transporte un certain nombre de canaux RCH (Random access CHannels). Les terminaux qui n'ont pas pu transmettre de données dans la phase UL utilisent cette phase pour la transmission d'informations de contrôle. Des terminaux non associés utilisent les RCHs pour un premier contact avec la station de base. Cette phase est également utilisée par les terminaux qui effectuent un handover pour switcher leur connexions sur une nouvelle station de base.

5.2.2 CSMA : Carrier Sense Multiple Access

Le principal défaut d'ALOHA est son manque d'efficacité spectrale. Dans ALOHA, les utilisateurs ne tiennent pas compte de l'activité de leurs congénères et il n'y a pas de mécanisme pour éviter les collisions. Une méthode simple pour éviter les collisions consiste simplement à écouter le canal avant de transmettre un paquet. Si le canal est utilisé, le terminal attendra avant d'émettre. Les protocoles qui utilisent ce principe sont appelés CSMA (Carrier Sense Multiple Access) ou LBT (Listen Before Talk).

La figure 5.10 illustre le fonctionnement du CSMA : l'utilisateur 1, après avoir vérifié que le canal était libre, envoie 2 trames. L'utilisateur 2 constate que le canal est utilisé et retarde son émission d'un certain temps. Au moment où il émet son paquet, les utilisateurs 1 et 3 veulent transmettre un paquet, constatent que le canal est utilisé et retardent également leur transmission avec un délai aléatoire. Les délais sont tels qu'il y a quand même collision entre les paquets et qu'une réémission est nécessaire. Le protocole CSMA réduit la probabilité de collision de façon significative par rapport au protocole ALOHA, cependant, ces collisions peuvent se présenter. En particulier, si le temps de propagation entre terminaux est important, la probabilité de collision sera importante. De ce fait, CSMA est utilisé plutôt pour les réseaux locaux, tandis que ALOHA est utilisé dans des grandes cellules.

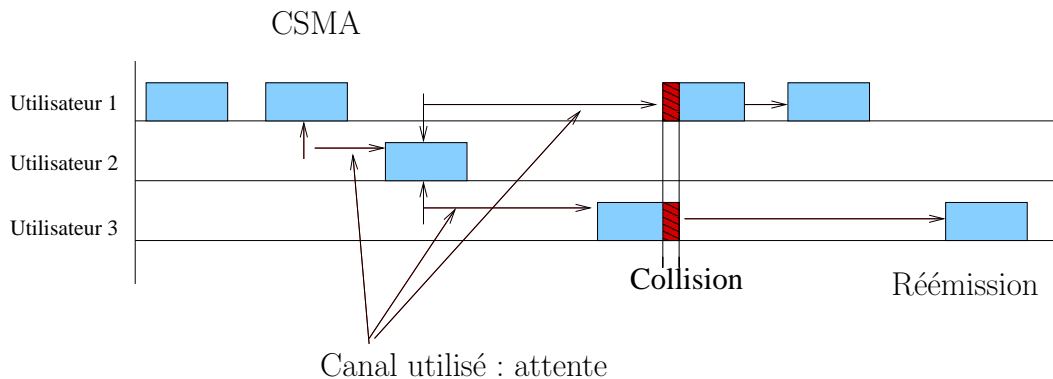


FIG. 5.10 – Principe de base du CSMA

On distingue principalement trois types de CSMA :

1-persistent CSMA : consiste à continuer à écouter le canal et émet immédiatement son paquet quand le canal se libère.

p-persistent CSMA : consiste à continuer à écouter le canal et émet son paquet immédiatement son paquet avec une probabilité p .

non-persistent CSMA : consiste à attendre un temps aléatoire avant de réécouter le canal.

On notera qu'on peut également faire du "slotted CSMA", de la même manière que pour le "slotted ALOHA".

5.2.3 Performances des méthodes d'accès aléatoires

Dans ce cadre, on s'intéresse aux performances de réseaux qui n'ont aucune caractéristique de Qualité de Service (QoS), c'est-à-dire des réseaux qui ne garantissent pas de débit/taux-d'erreur/délai. Les paramètres utilisés pour mesurer la performance de ces réseaux sont :

- S : le débit effectif, qui est le nombre moyen de paquets transmis avec succès par intervalle de temps T_p (où T_p est la durée d'un paquet). Ce débit est exprimé en Erlangs, et vaut au maximum un.
- D : le délai moyen, qui est normalisé par rapport à T_p ;
- le tout en fonction de G , le trafic total offert, c'est-à-dire le nombre d'essais de transmissions de paquets, y compris les réémissions. G peut être supérieur à un Erlang.

Les performances des différents protocoles MAC sont donnés dans le tableau suivant, où $a = \frac{\tau}{T_p}$ et τ est le temps maximum qu'il faut pour un signal pour aller d'un bout du réseau à l'autre bout du réseau.

Protocole	Débit
ALOHA pur	$S = Ge^{-2G}$
Slotted ALOHA	$S = Ge^{-G}$
1-persistent CSMA	$S = \frac{G[1 + G + aG(1 + G + aG/2)]e^{-G(1+2a)}}{G(1 + 2a) - (1 - e^{-aG}) + (1 + aG)e^{-G(1+a)}}$
slotted 1-p CSMA	$S = \frac{G[1 + a - e^{-aG}]e^{-G(1+a)}}{(1 + a)(1 - e^{-aG}) + ae^{-G(1+a)}}$
non-persistent CSMA	$S = \frac{Ge^{-aG}}{G(1 + 2a) + e^{-aG}}$
slotted n-p CSMA	$S = \frac{aGe^{-aG}}{1 - e^{-aG} + a}$

Pour un $a = .01$, les formules ci-dessus donnent la figure 5.11. Cette figure nous enseigne que pour un $a = .01$, ce qui correspond à une situation typique pour du 802.3 sur paire torsadée (Star LAN) à 10 Mbits/sec, c'est le CSMA non persistant qui donne les meilleurs résultats.

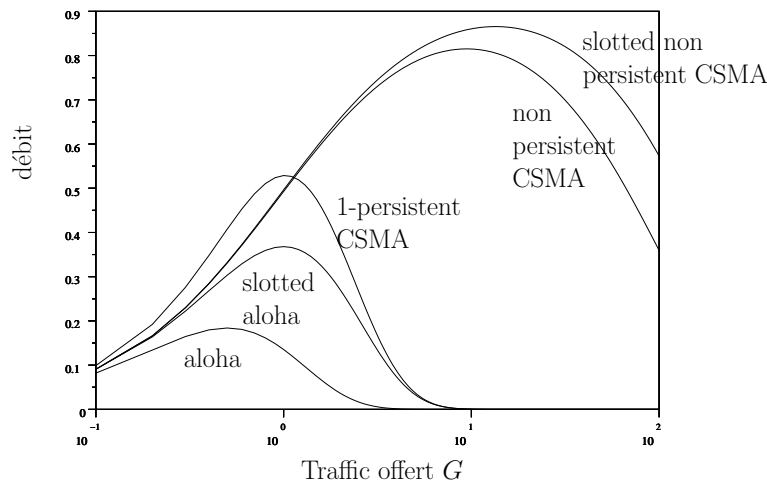


FIG. 5.11 – Débit effectif en fonction de la charge du trafic

La figure ?? montre quant à elle que tous les systèmes CSMA présentent des performances qui diminuent rapidement quand le délai normalisé devient proche de 1, et que pour $a > 0.1$, il vaut mieux utiliser un MAC en Slotted ALOHA.



Réseaux sans fils & sécurité

Luc Deneire / Pierre Mathieu
Cours IUT-GTR Licence Pro
Nice 2005



Objectif du cours :

- Compréhension des spécificités du sans fil
 - Le canal : bruit - réflexions - interférences
- Le WIFI
 - Couches PHY et MAC
 - Sécurité
 - Installation
- Intro à WIMAX



Les documents

- Transparents en début de cours

Livres de référence :

Principles of Wireless Networks *K. Pahlavan, P. Krishnamurthy* Prentice Hall

Réseaux de mobiles et réseaux sans fil : *Al Agha, Pujolle, Vivier* : Eyrolles

Mobile Communications : *Jochen Schiller* ; Pearson Education

802.11 et les réseaux sans fil : *Paul Muhlethaler*; Eyrolles

WI-FI, Déploiement et Sécurité, *Aurélien Géron*, Dunod, collection 01 informatique



Le cours : magistral + TDs +TPs

- WIFI
 - 7 séances de 1.5 heures de cours magistral
 - 7 séances de 1.5 heures de TD
 - 2 Devoirs notés
 - 3 TPs (3 heures)
- Examen (Ecrit + oral de correction de l'écrit)



Détail des séances

- 1 : Introduction + Propagation
- 2 : Couche Physique
- 3 : Couche MAC
- 4 : Sécurité
- 5 : Sécurité
- 6 : Introduction à Airmagnet
- 7 : Introduction à WIMAX



Histoire : de Morse a 4G

- La préhistoire : électricité et télécoms
- L'histoire du sans fils
 - Voix : 1G, analogique
 - Voix : 2G, numérique ... vers les données
 - Voix/multimedia : 3G
 - Données : WLAN
 - Intégration : 4G / WPAN



La préhistoire

- 1838 : Samuel Morse :théorie et du codage.
- 1858 : câble transatlantique
- 1864 : équations de Maxwell
- 1897 : Marconi dépose le brevet de la TSF
- 1907 : Lee de Forest : l'amplificateur a triode.
- 1915 : Première liaison téléphonique (par ondes courtes) transcontinentale par Bell System.
- 1937 : Alec Reeves : MIC
- 1948 : Invention du transistor + Shannon
- 1962 : Premier satellite TV (Telstar I)
- 1965 : Premier satellite géo (Intelsat I).



Voix : 1G-2G

- Début 70 : Bell
- Fin 1970 : 1G / New York
- 1982 : CT-2
- 1982 : 1ere génération NORDIC NMT
- 1983 : AMPS
- 1983 : études GSM
- 1985 : études DECT
- 1988 : débuts GSM / IS-54 études CDMA
- 1991: déploiement GSM
- 1993 : Déploiement de PHS/PHP et DEC-1800:
- 1993 : début de IS-95 (CDMA)



Données 1G-2G

- 1979 Infra-rouge diffus (IBM Suisse)
- 1980 Spectre étalé (HP Labs - California)
- 1983 ARDIS (Motorola/IBM)
- 1985 Bandes ISM
- 1986 Mobitex (Swedish Telecom and Ericsson)
- 1990 IEEE 802.11 pour Wireless LAN
- 1992 ETSI et HIPERLAN en Europe
- 1993 bandes 2.4, 5.2 et 17.1-17.3GHz en EU
bandes PCS en US (licensed/unlicensed)
- CDPD - 1993 (IBM et 9 opérateurs)
- IS-95 - 1994 (Qualcomm)



Classification des réseaux

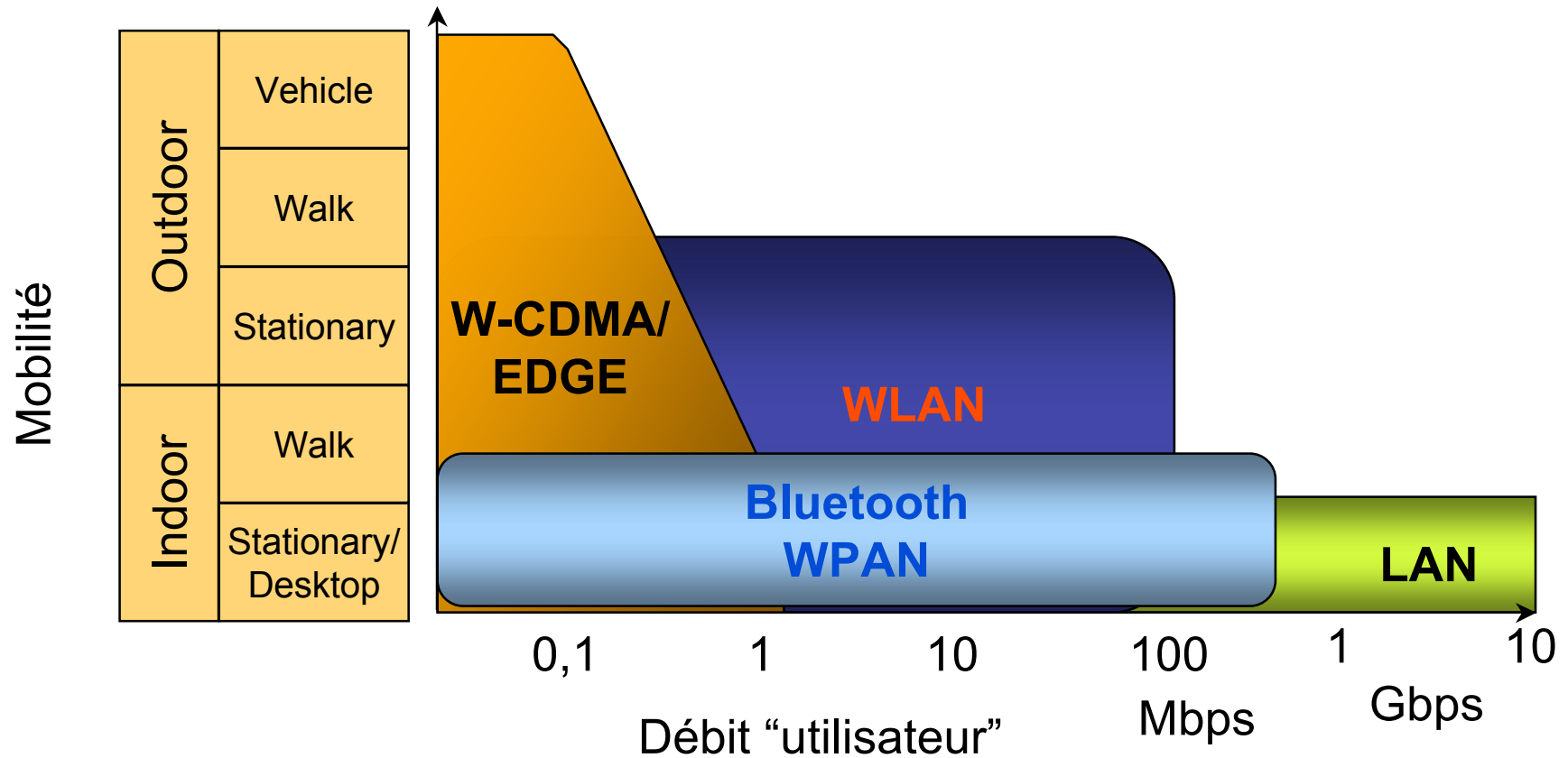
- Voix
 - Local : faible puissance, qualité élevée : DECT
 - Global : puissance élevée, qualité médiocre : GSM

- Données
 - Wireless LAN : réalisation d'un vieux rêve
 - Paging : Global à faible débit
 - Personnel : Bluetooth

- Voix/Données/images
 - Bluetooth
 - Hiperlan II

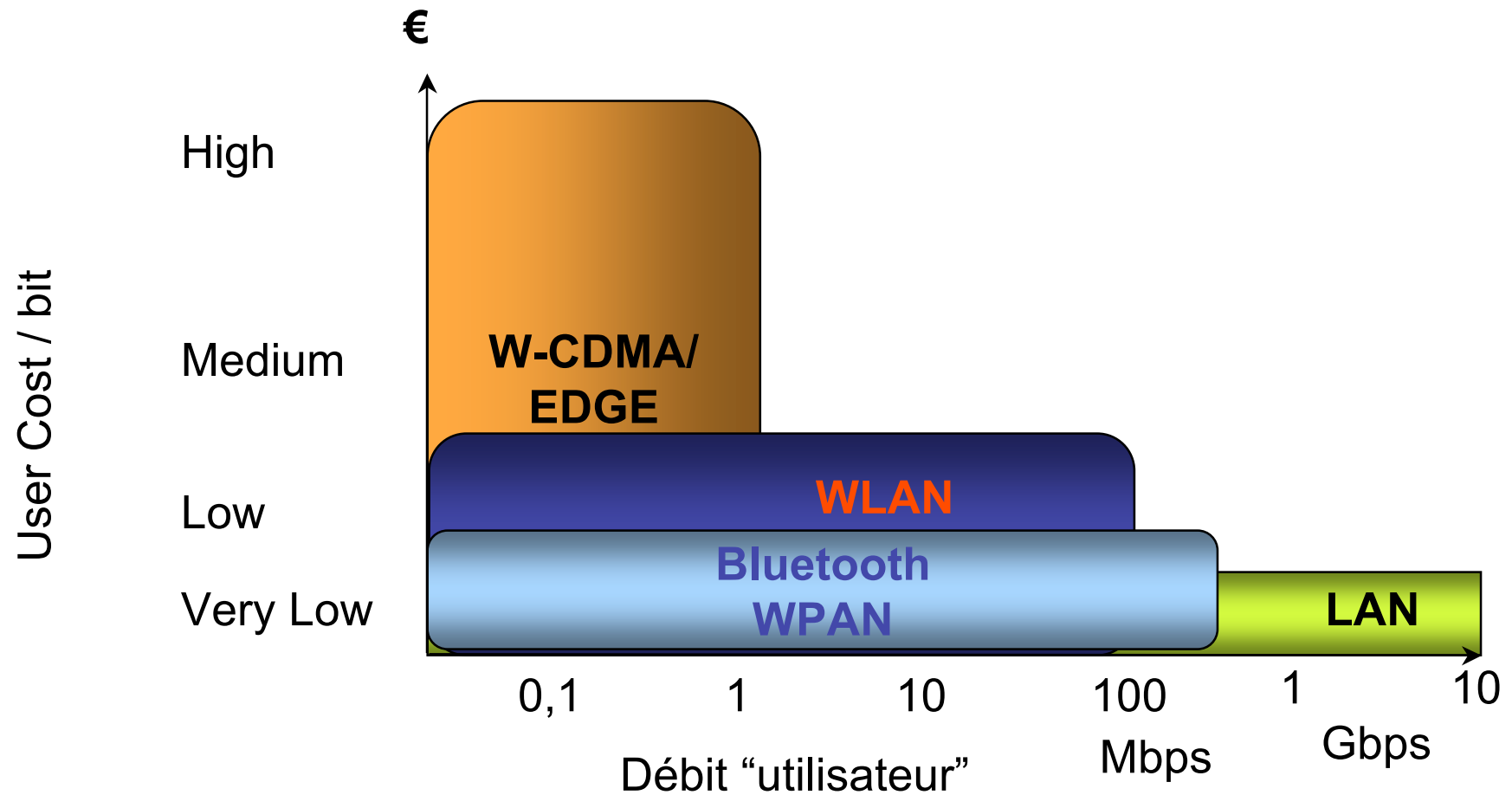


Positionnement Mobilité vs. débit





Positionnement coût vs. débit





3G et WLAN

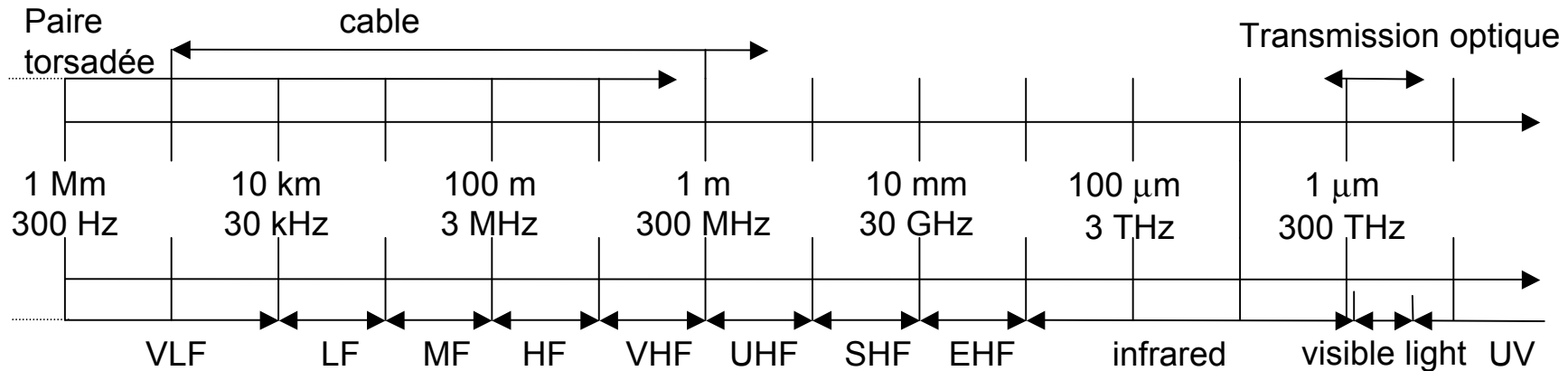
- 1996 HiperLAN (High Performance Radio Local Area Network)
 - Standard ETSI, Hiperlan I : 5.15 - 5.30GHz, 23.5Mbit/s
 - Hiperlan II (5GHz) Hiperlan 4 (17GHz) : wireless ATM (155Mbit/s)
- 1997 Wireless LAN - IEEE802.11
 - standard IEEE, 2.4 - 2.5GHz and infrared, 2Mbit/s
 - “précédé” par des produits
- 1998 Specification de la “troisième génération”
 - pour UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)
- 1999
 - standard 802.11b, 2.4-2.5GHz, 11Mbit/s
 - Bluetooth, 2.4Ghz, <1Mbit/s
 - IMT-2000 : plusieurs standards : UMTS, cdma2000, DECT, ...
 - Début de WAP (Wireless Application Protocol) et i-mode
 - Vers une unification d’Internet / mobile
 - On amène les services vers le mobile



- 2000 GSM “haut débit”
 - HSCSD offre jusqu’à 57,6kbit/s
 - Premiers essais de GPRS (50 kbit/s ; packet oriented!)
- Ventes des licences UMTS
 - Hype suivi de désillusion (approx. 50 B\$ payés en Allemagne pour 6 licences UMTS!)
- 2001 “Début” des systèmes 3G
 - Cdma2000 en Corée, UMTS en Europe, Foma (quasi-UMTS) au Japon
- 2003 WLAN : 54, voire 108 Mbps (au passage, 10 Gbps ethernet ...)
- 2004 200 stations UMTS sur la cote d’azur



Fréquences

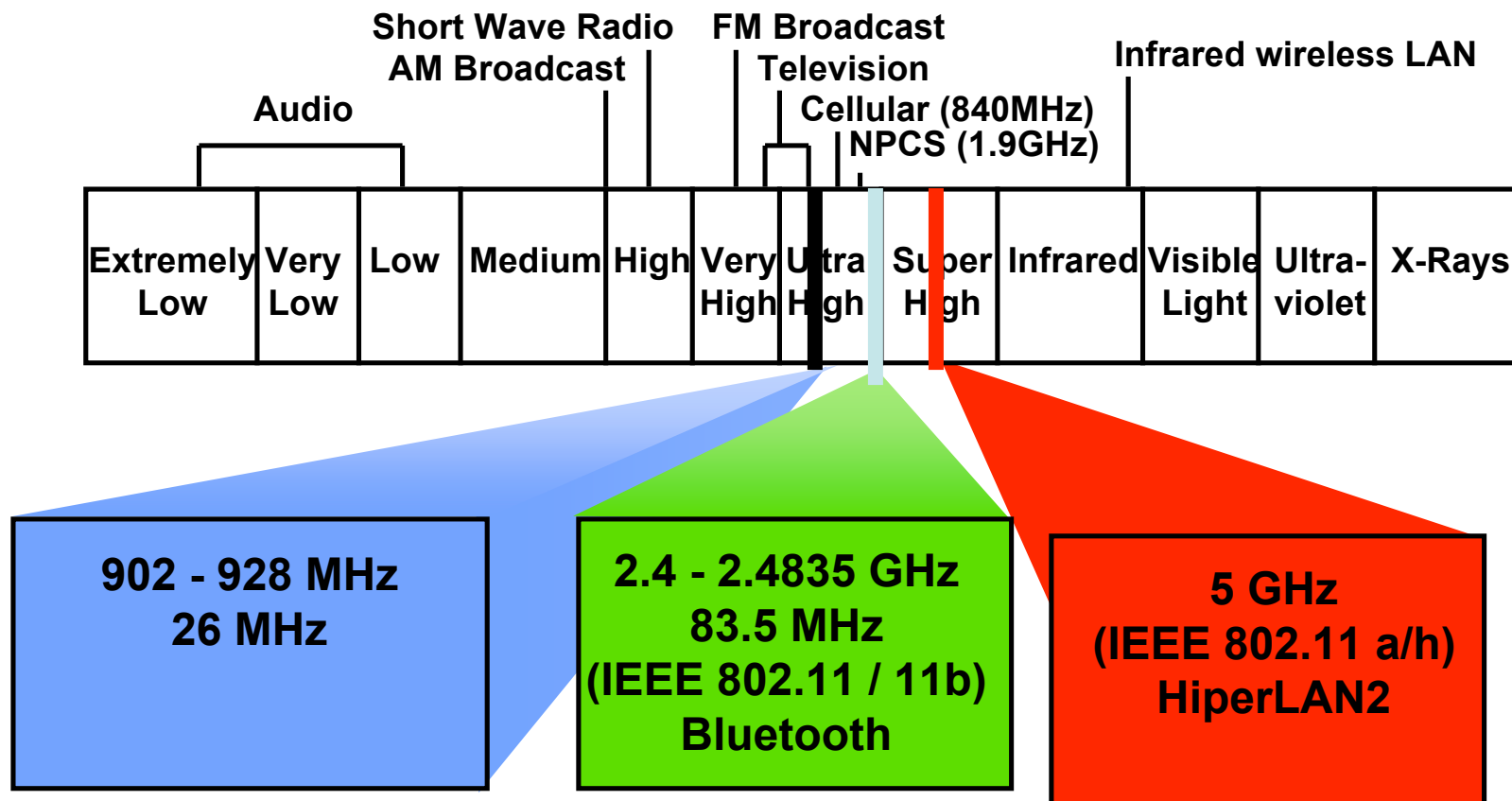


- VLF = Very Low Frequency UHF = Ultra High Frequency
- LF = Low Frequency SHF = Super High Frequency
- MF = Medium Frequency EHF = Extra High Frequency
- HF = High Frequency UV = Ultraviolet Light
- VHF = Very High Frequency
- fréquence et longueur d'onde: $\lambda = c/f$
- Longueur d'onde λ , $c \cong 3 \times 10^8 \text{m/s}$, fréquence f



Bandes - ISM

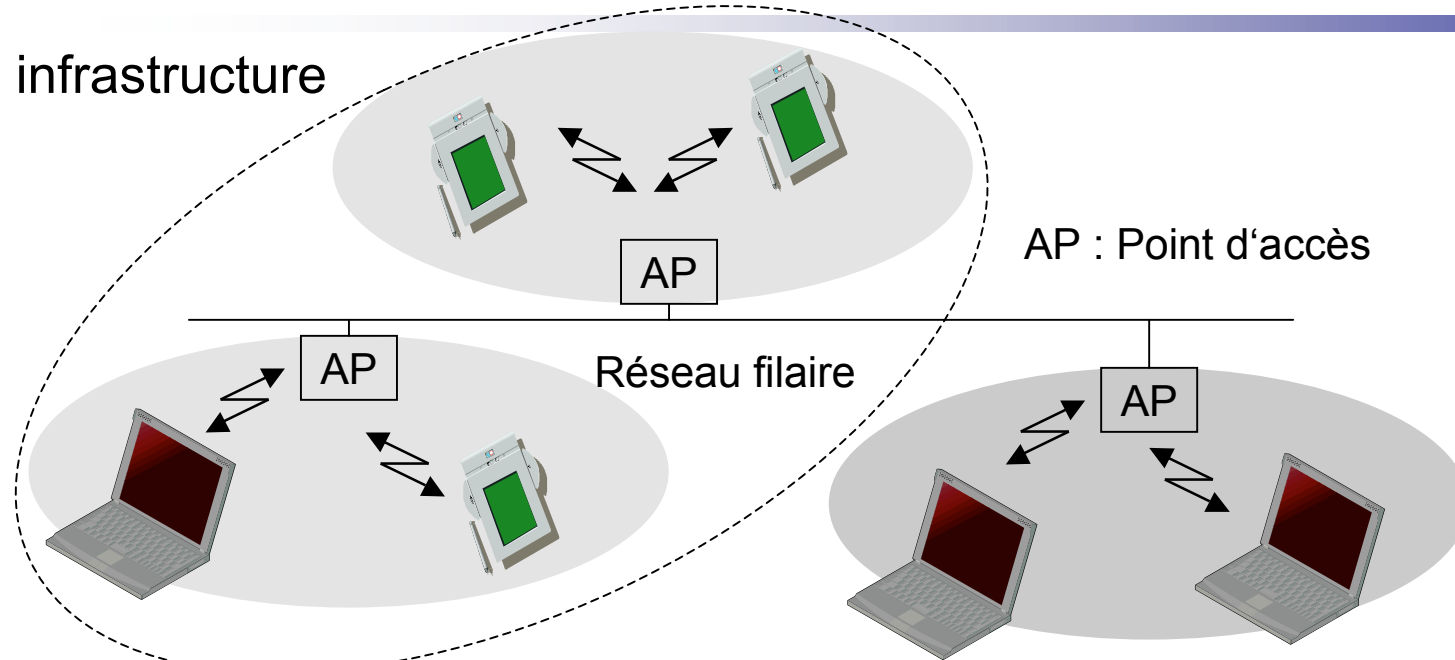
- Industriel, Scientifique, et Medical (ISM)
- Sans licence, canaux de largeur de 22 MHz





Comparaison: infrastructure vs. ad-hoc

infrastructure



AP : Point d'accès

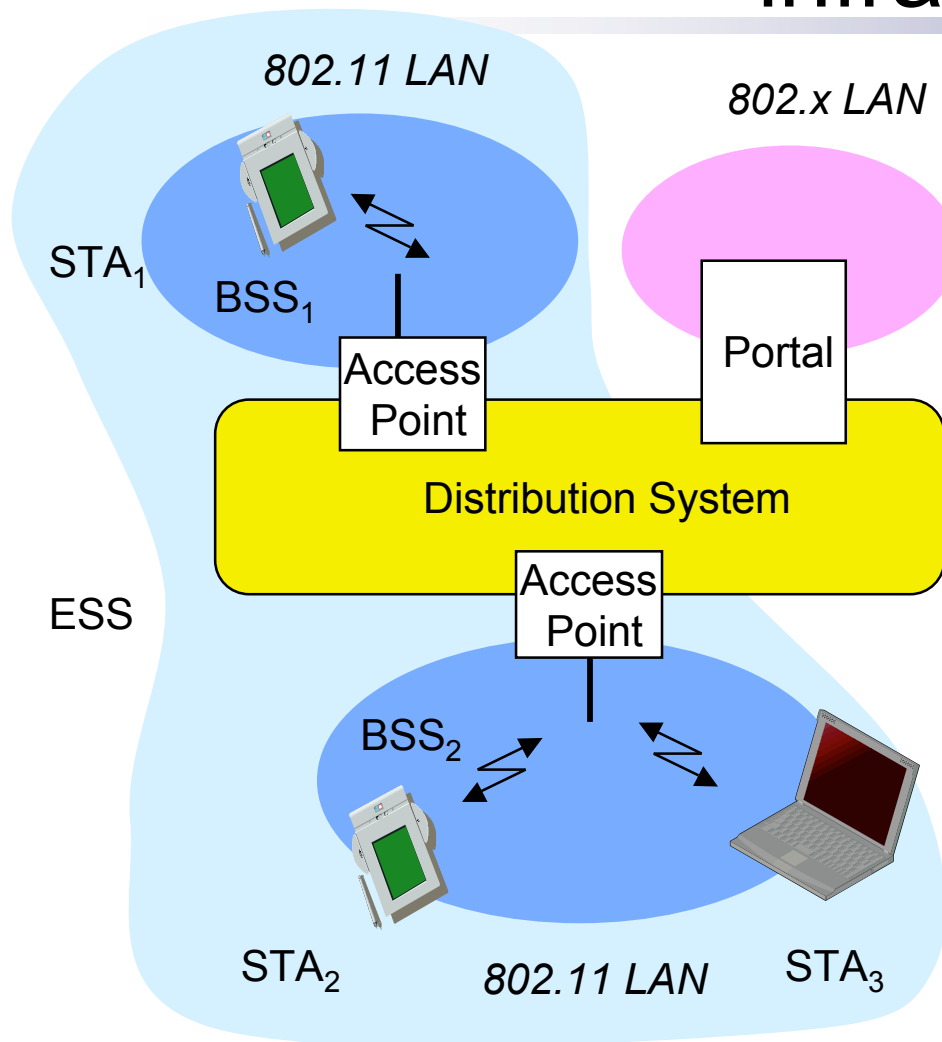
Réseau filaire

Réseau ad-hoc





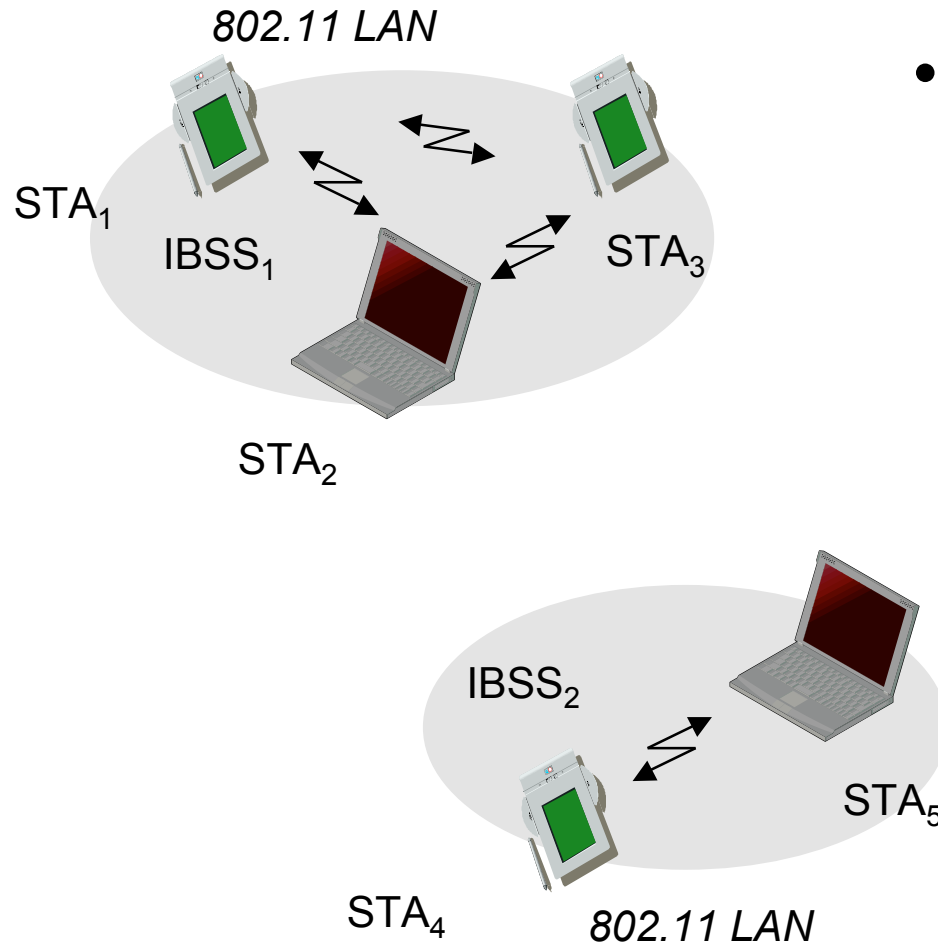
802.11 - Architecture d'un réseau infrastructure



- Station (STA)
 - Terminal radio
- Basic Service Set (BSS)
 - groupe de stations utilisant la même fréquence
- Point d'accès
 - station intégrée au réseau sans fils et au réseau filaire
- Portail
 - Pont vers d'autres réseaux
- Distribution System
 - Réseau d'interconnexion permettant de former un seul réseau logique (ESS: Extended Service Set) en s'appuyant sur plusieurs BSS



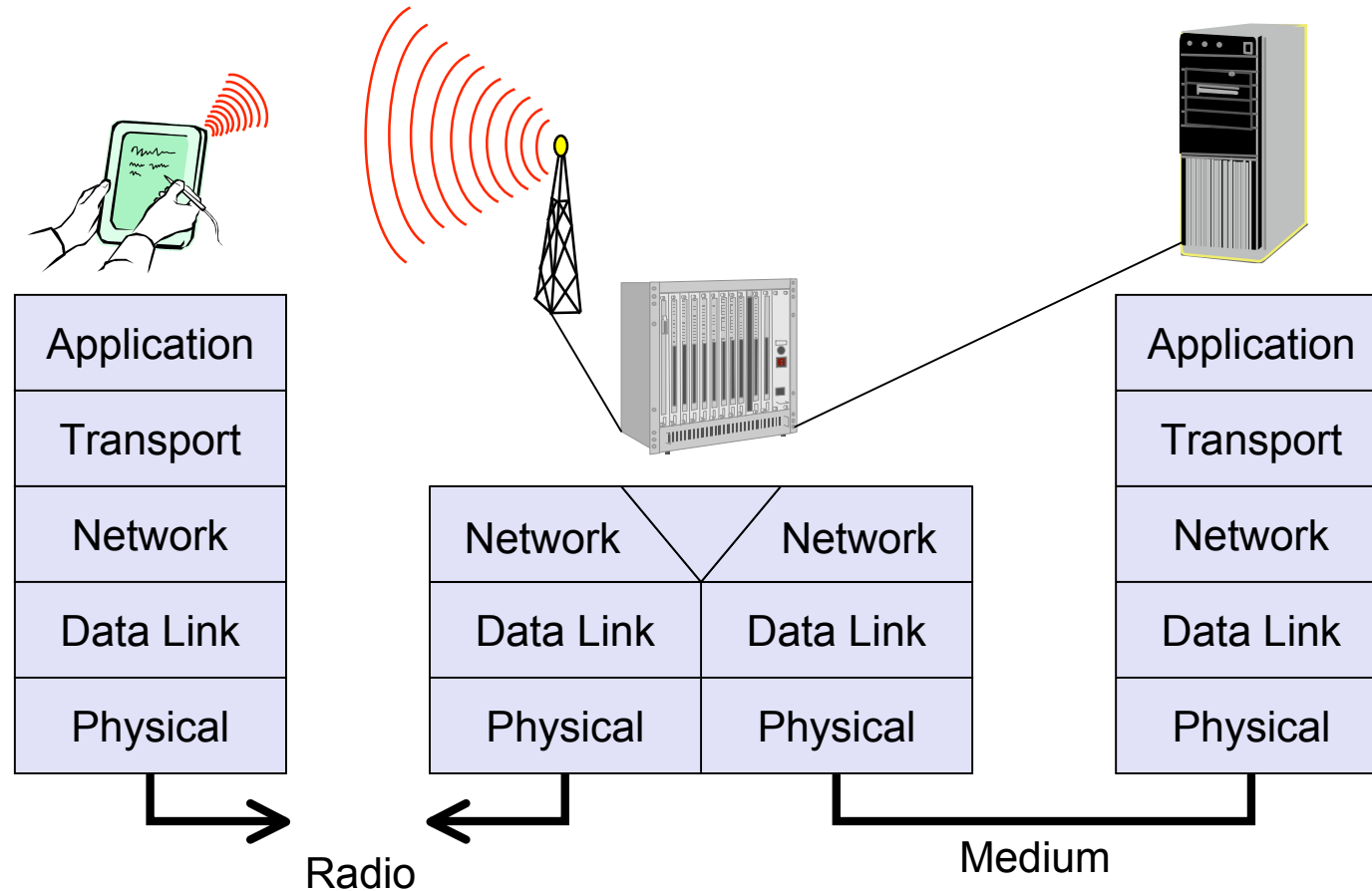
802.11 - Architecture d'un réseau ad-hoc



- Communication directe (avec portée limitée)
 - Station (STA): Terminal radio
 - Independent Basic Service Set (IBSS): groupe de stations utilisant la même fréquence



Rappel : le modèle de référence





Modèle OSI et communication mobile

Application layer

- Services de/dépendant de la localisation
- multimedia
- Applications adaptatives

Transport layer

- Controle de flux et de congestion
- Qualité de service

Network layer

- adressage, routage, localisation de terminal
- hand-over

Data link layer

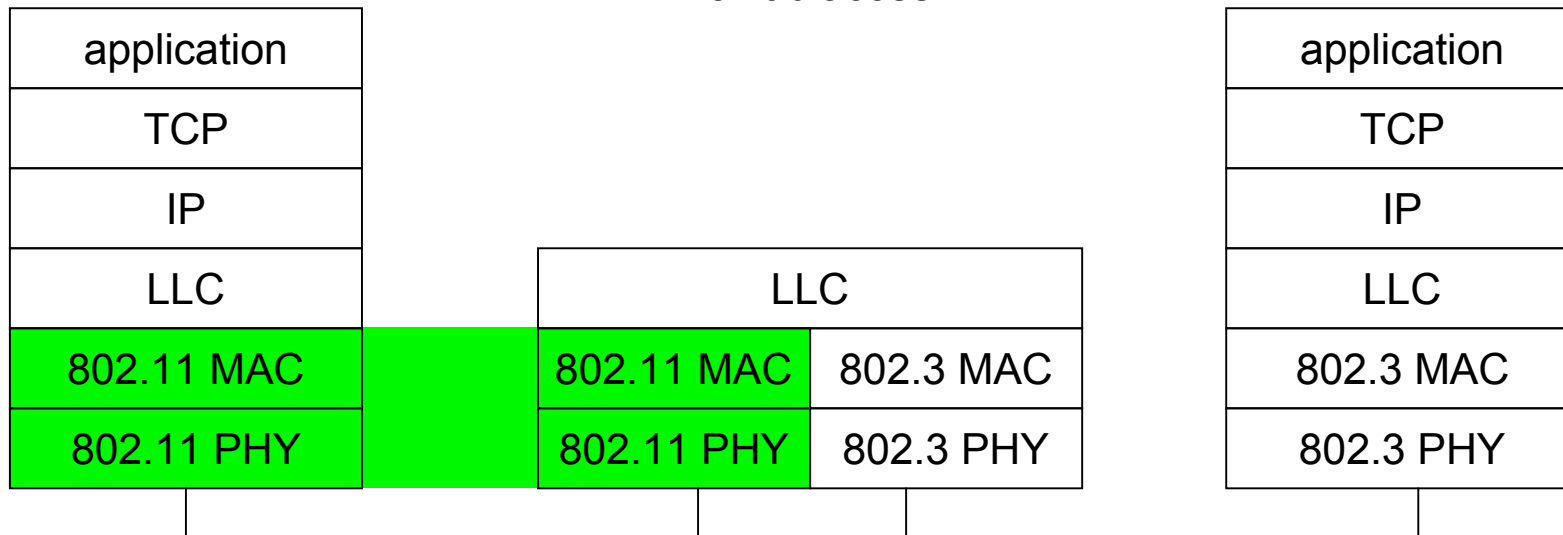
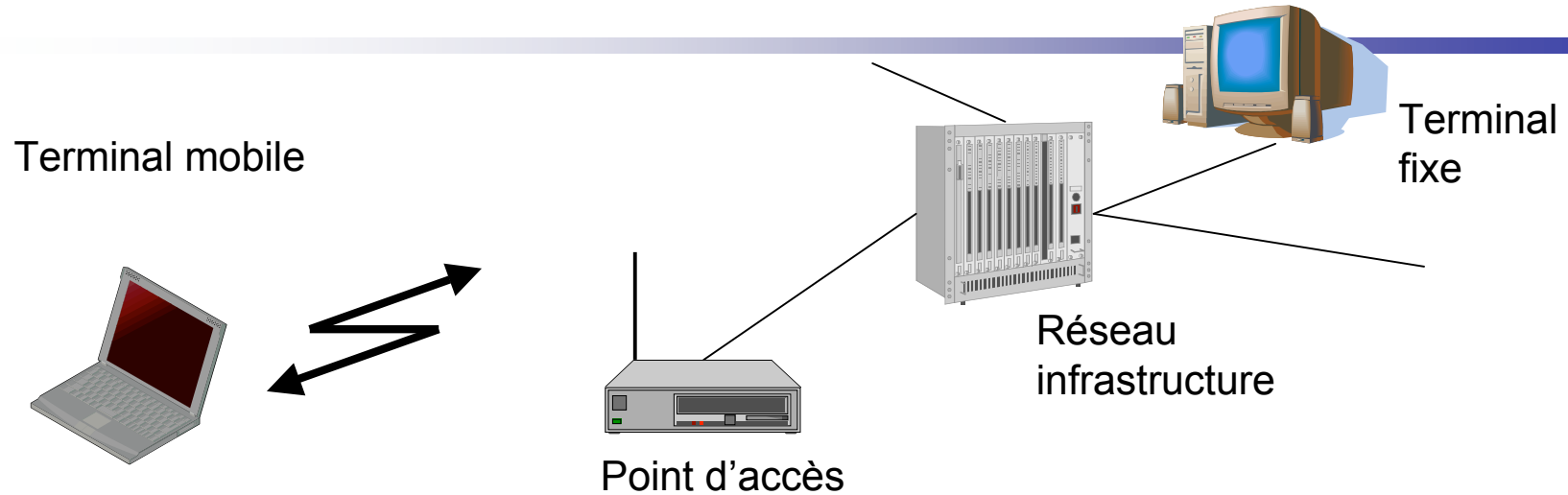
- authentification
- Accès au support
- Multiplexage
- Controle d'accès au support

Physical layer

- cryptage
- modulation
- interference
- attenuation
- frequence



standard IEEE 802.11





802.11 - couches et fonctions

- MAC
 - Mécanismes d'accès, fragmentation, encryptage,
- Gestion MAC
 - synchronisation, roaming, MIB, gestion de puissance
- PLCP Physical Layer Convergence Protocol
 - Traduction de trames MAC en trames PHY
- PMD Physical Medium Dependent
 - modulation, codage
- PHY Management
 - Sélection de canal, MIB
- Gestion de Station
 - coordination de toutes les fonction de gestion

DLC	LLC		Station Management
	MAC	MAC Management	
PHY	PLCP	PHY Management	
	PMD		

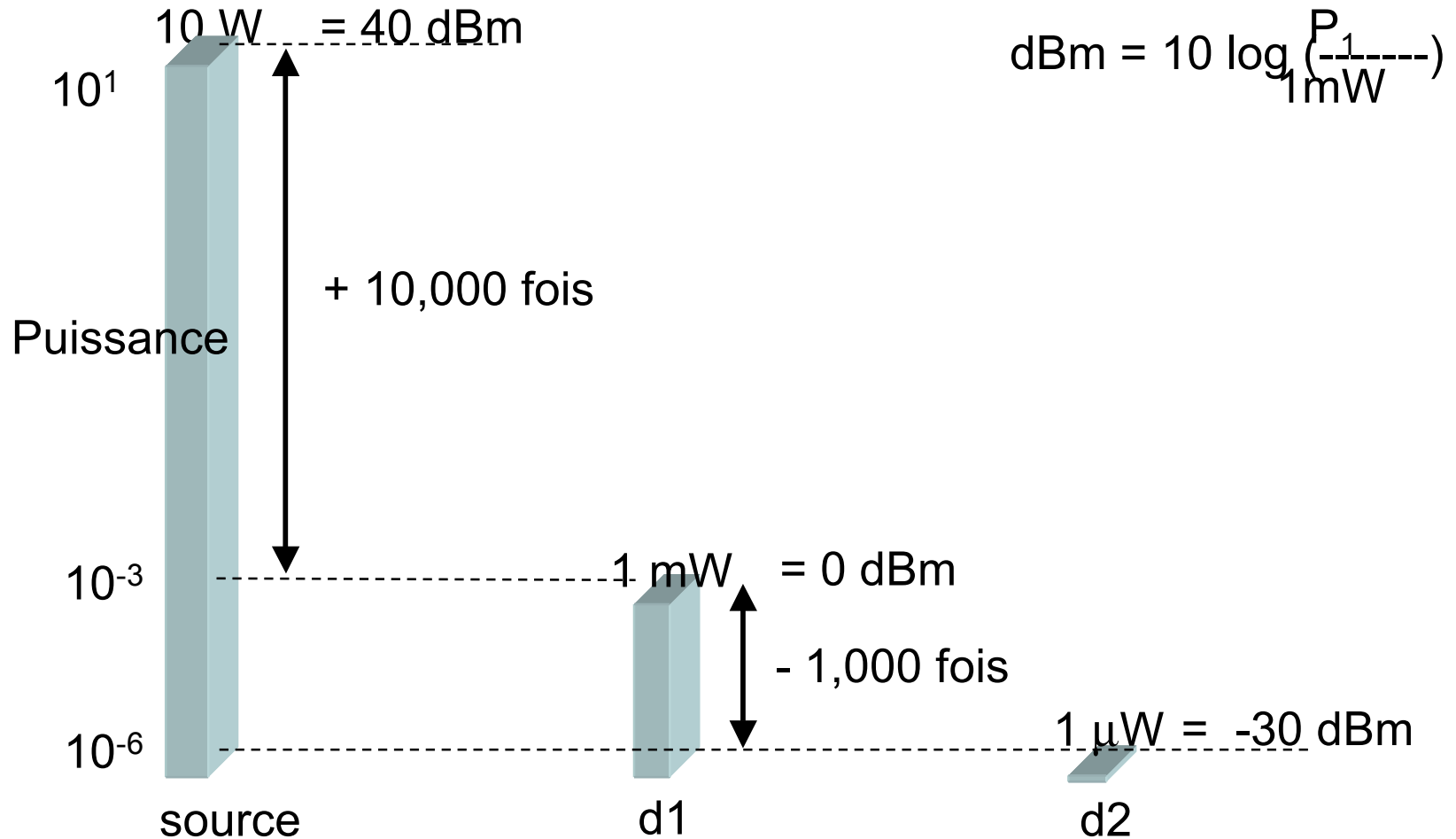


Fils ou sans fil avantages et inconvénients

- Augmenter la capacité en filaire : ajouter un fil
- En sans fils : limité par le spectre !
 - Efficacité spectrale (bits/sec/Hertz)
 - Réutilisation spatiale --> cellules
- Pertes atmosphériques : propagation
(rappel : en filaire : pertes linéaires, <1db/m.)
 - Moins bon Rapport Signal/Bruit
 - Moins bon taux d'erreurs

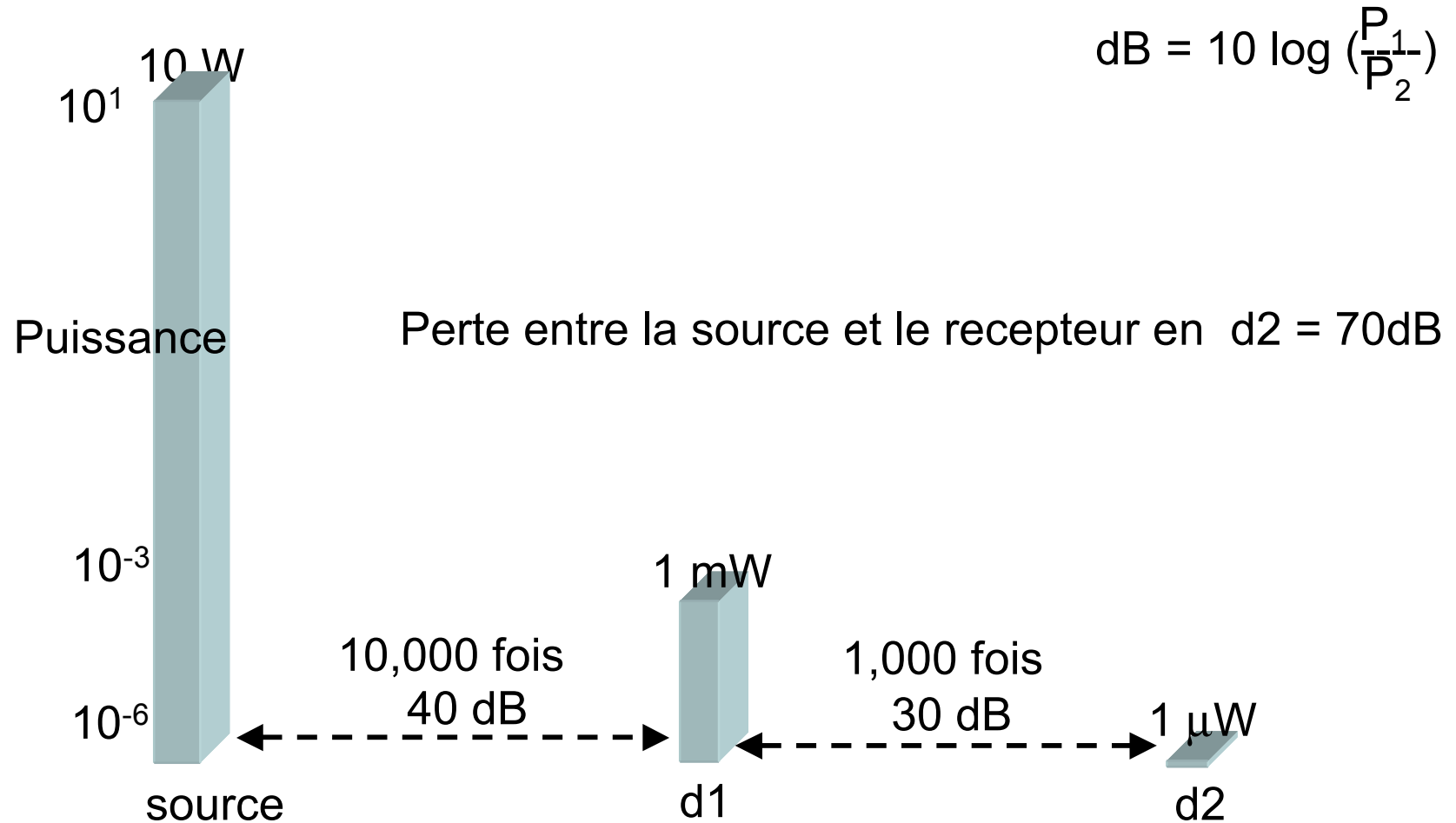


dBm (mesure de puissance)





Pertes en dB



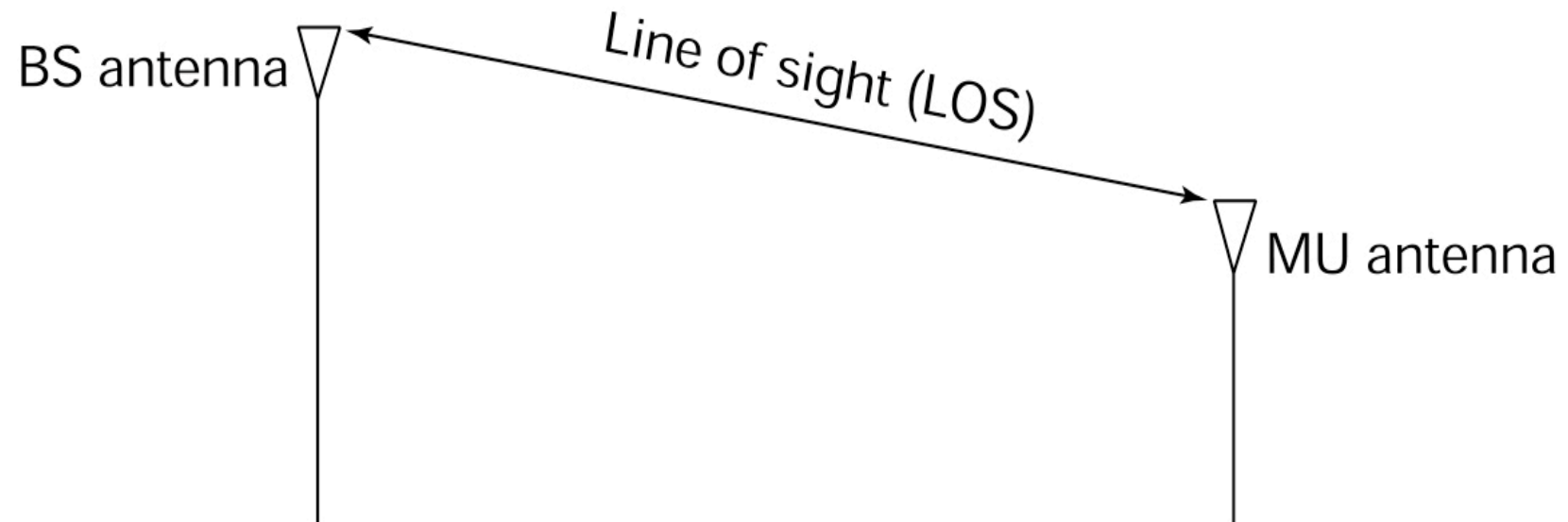


Phénomènes en extérieur

- Atténuation et distortion
- Pertes dues à la distance
- Bruit thermique
- Absorption atmosphérique
- Multi-chemins
- Réfraction

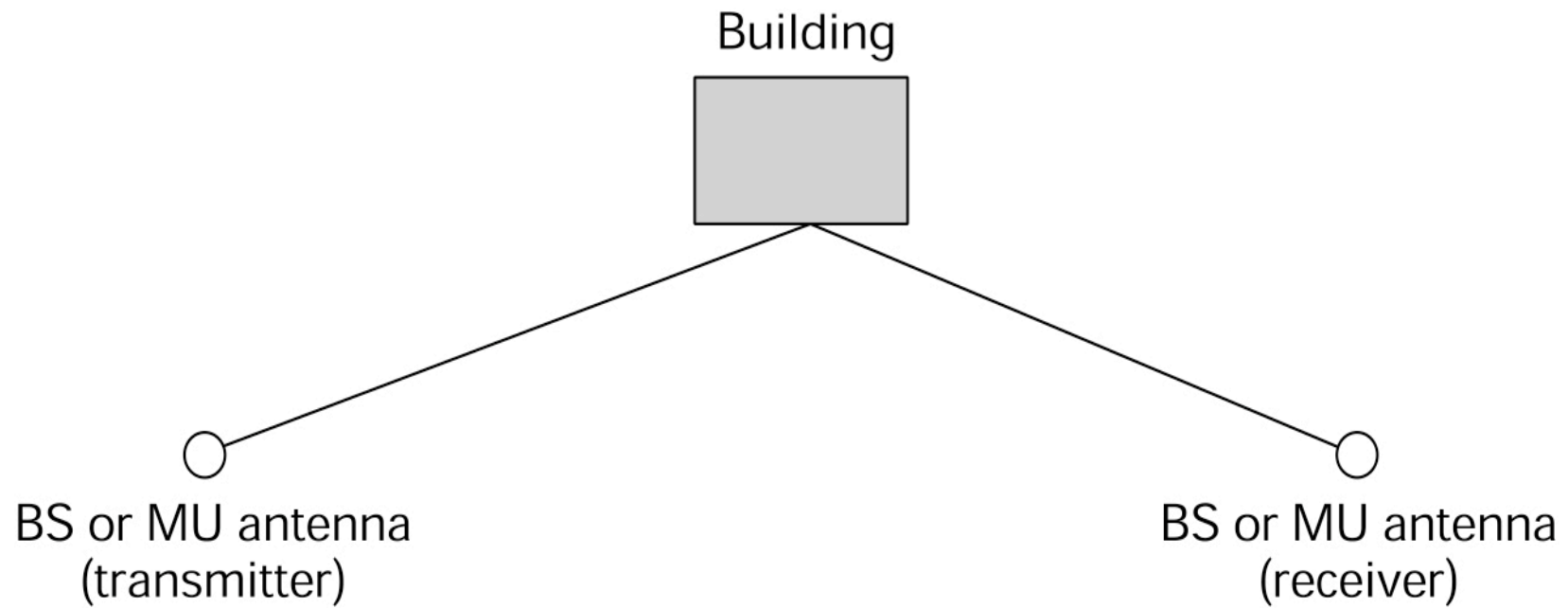


Le cas idéal : propagation directe.



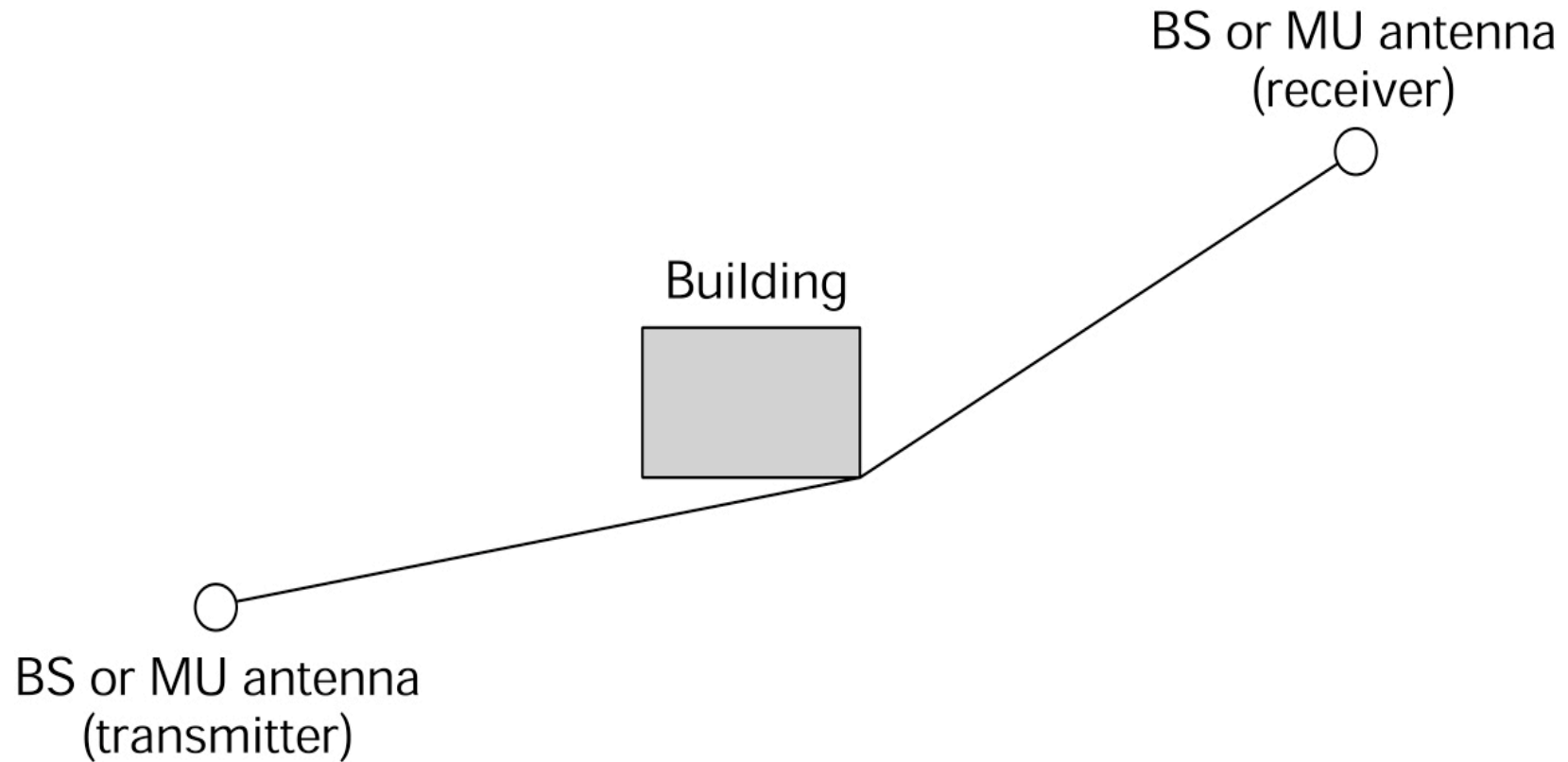


Réflexion.



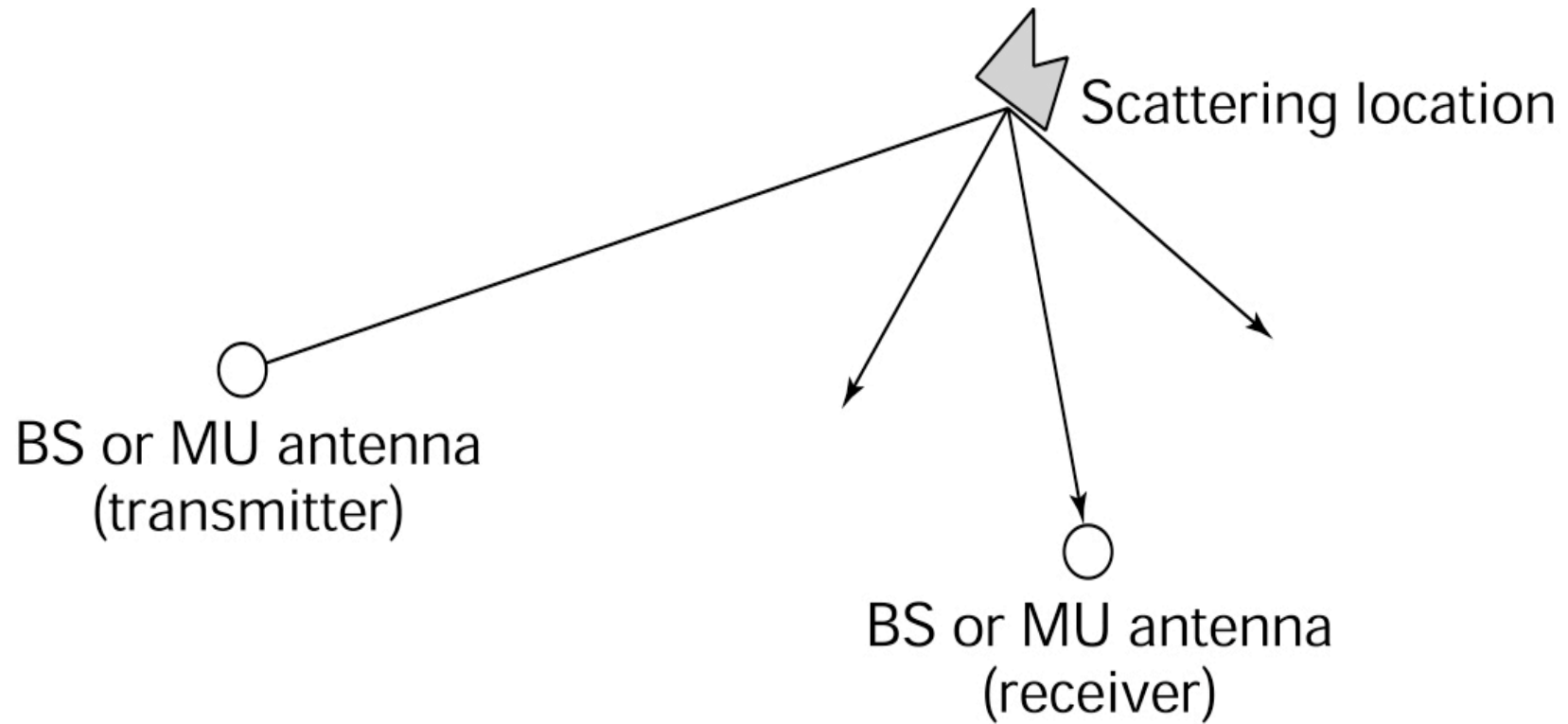


Diffraction.



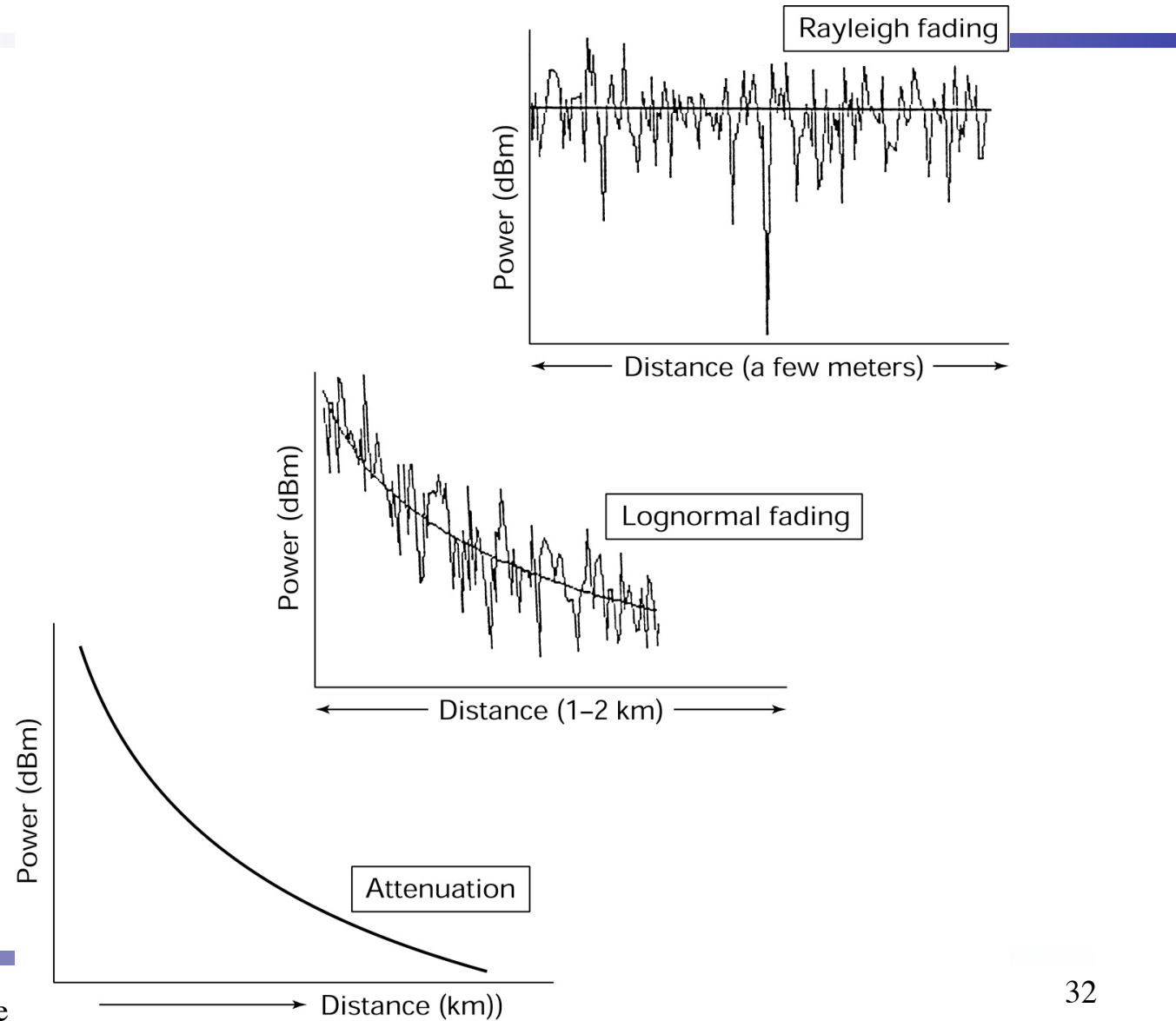


Diffusion.



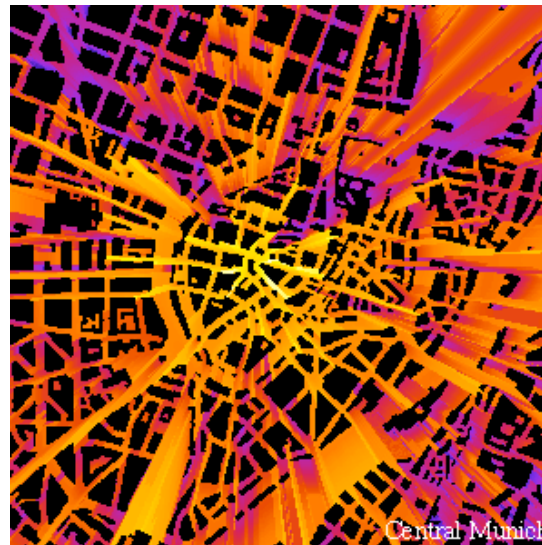
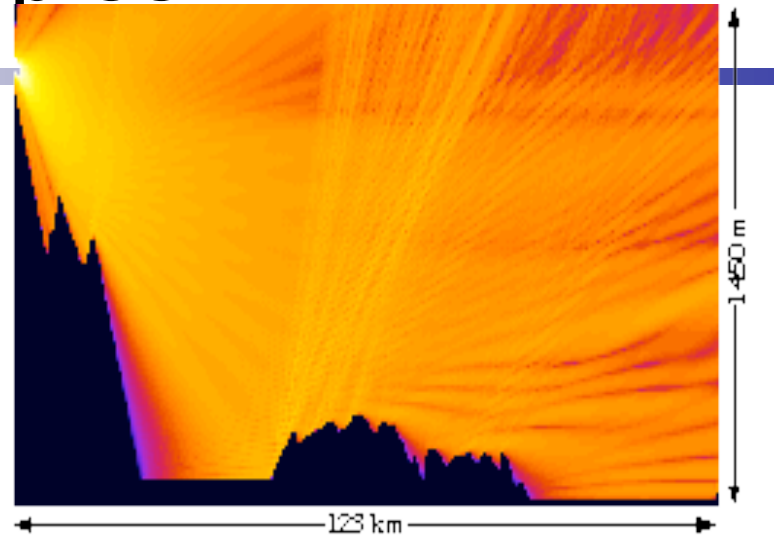
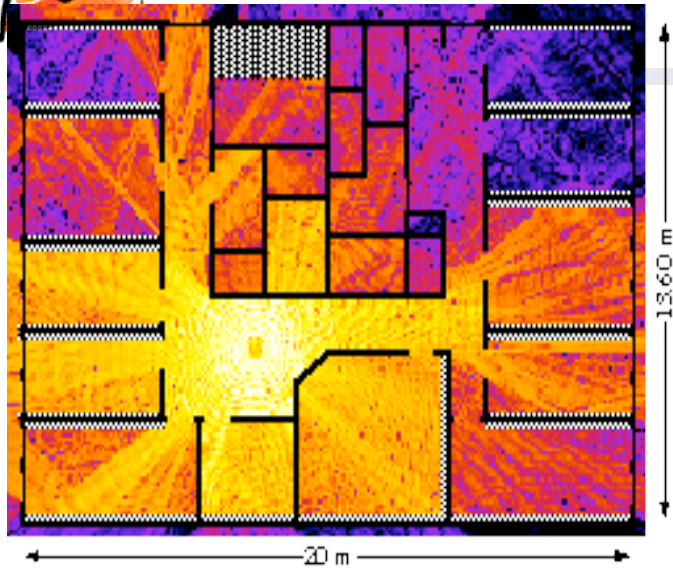


Atténuations ...



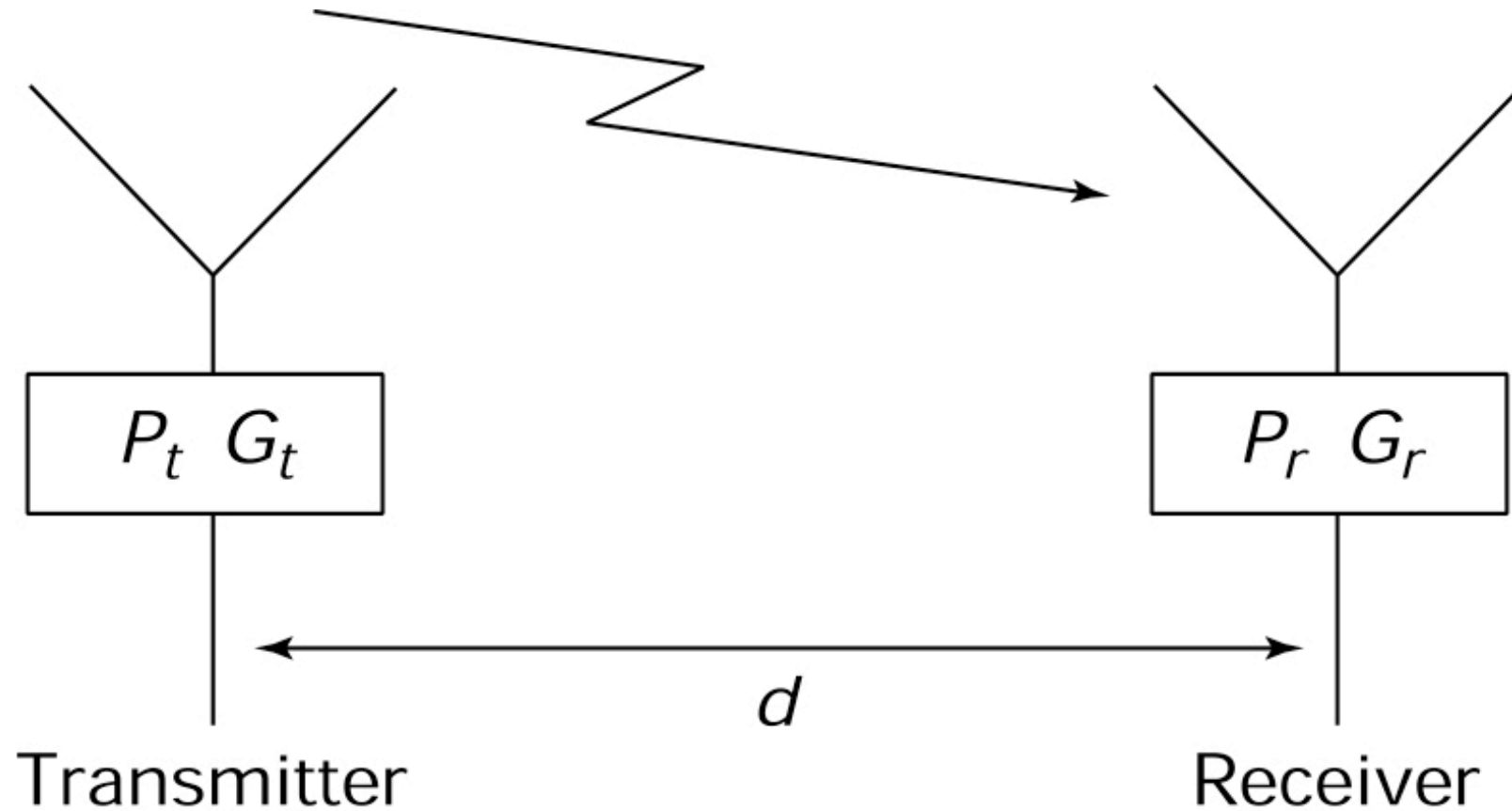


exemples





Propagation directe.





Atténuation en espace libre

- Pour une antenne idéale, isotropique

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2} = \frac{(4\pi f d)^2}{c^2}$$

- P_t = puissance à l'antenne d'émission
- P_r = puissance à l'antenne de réception
- λ = longueur d'onde
- d = distance entre antennes
- c = vitesse de la lumière (= $3 \cdot 10^8$ m/s)



Exemple

- $P_t=50 \text{ W}$, $f = 900 \text{ MHz}$, $d_1 = 100\text{m}$, $d_2 = 10 \text{ km}$

⇒

$$P_r = 3.5 \cdot 10^{-3} \text{ mW}$$

$$\begin{aligned} P_r (10 \text{ km}) &= P_r (100 \text{ m}) \cdot (100\text{m}/10\text{km})^2 \\ &= 3.5 \cdot 10^{-3} \text{ mW} \cdot 1/100 \\ &= 3.5 \cdot 10^{-6} \text{ mW} \end{aligned}$$



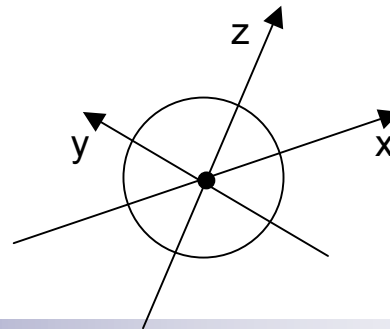
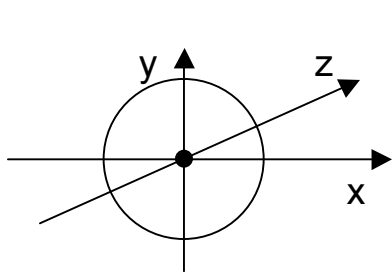
Pertes en dB

$$\begin{aligned}L_{dB} &= 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \\ &= -20 \log(\lambda) + 20 \log(d) + 21.98 \text{ dB} \\ &= 20 \log \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) = 20 \log(f) + 20 \log(d) - 147.56 \text{ dB}\end{aligned}$$



Antennes isotropiques

- Radiation et reception d'ondes électromagnétiques, couplage de fils vers l'air pour la transmission radio.
- Rayonnement isotropique : identique dans toutes les directions (trois dimensions) - antenne de référence isotropique
- Les antennes réelles ont toujours des caractéristiques directionnelles
- Radiation pattern: mesure du champ autour de l'antenne



Antenne isotropique idéale

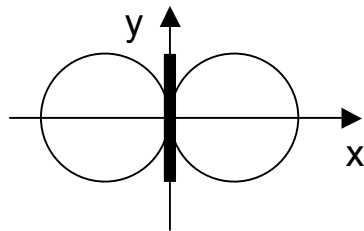


Antennes dipoles

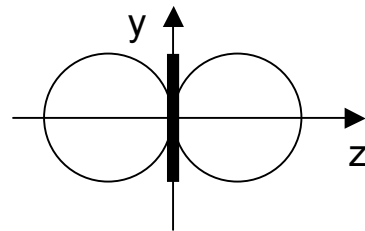
- dipoles de dimension $\lambda/4$ (voiture) ou $\lambda/2$ (dipole Hertzien)



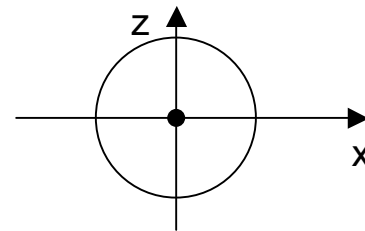
- Exemple: dipole Hertzien



side view (xy-plane)



side view (yz-plane)



top view (xz-plane)

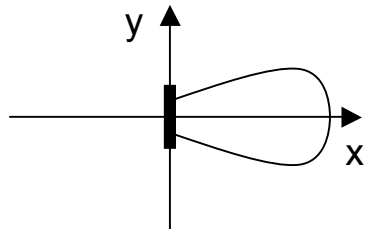
simple
dipole

- Gain: Puissance max dans la direction préférentielle par rapport à une antenne isotropique (avec la même puissance moyenne)

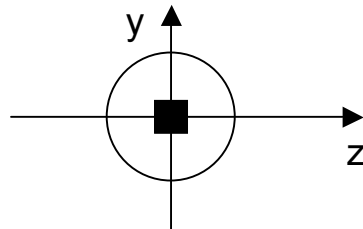


Antennes: directives et sectorisées

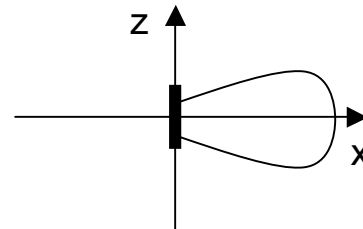
- WLAN / mobiles



side view (xy-plane)

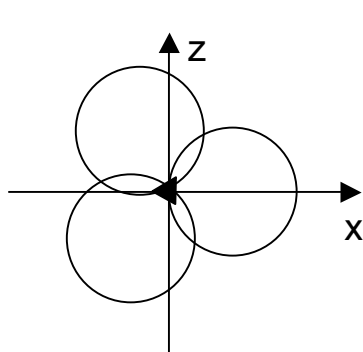


side view (yz-plane)

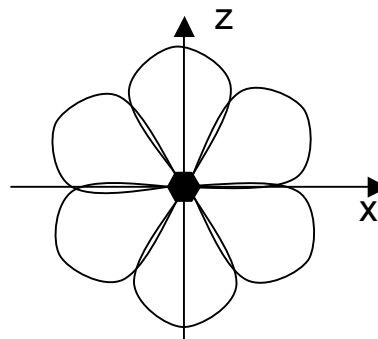


top view (xz-plane)

Antenne directive



top view, 3 sector



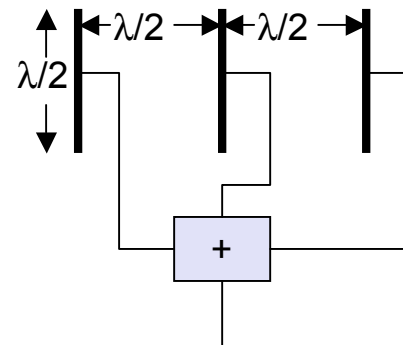
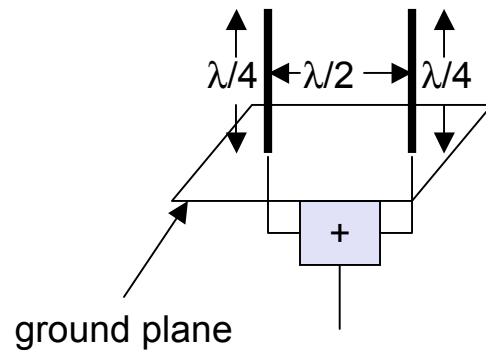
top view, 6 sector

Antenne sectorisée



Antennes: diversité

- Grouper 2 antennes ou plus
 - Réseaux d'antennes
- Diversité d'antenne
 - Par selection
 - Le récepteur choisit l'antenne recevant le max de puissance
 - Par combinaison
 - Additionne les deux puissances
 - Déphase pour éviter les interférences destructives

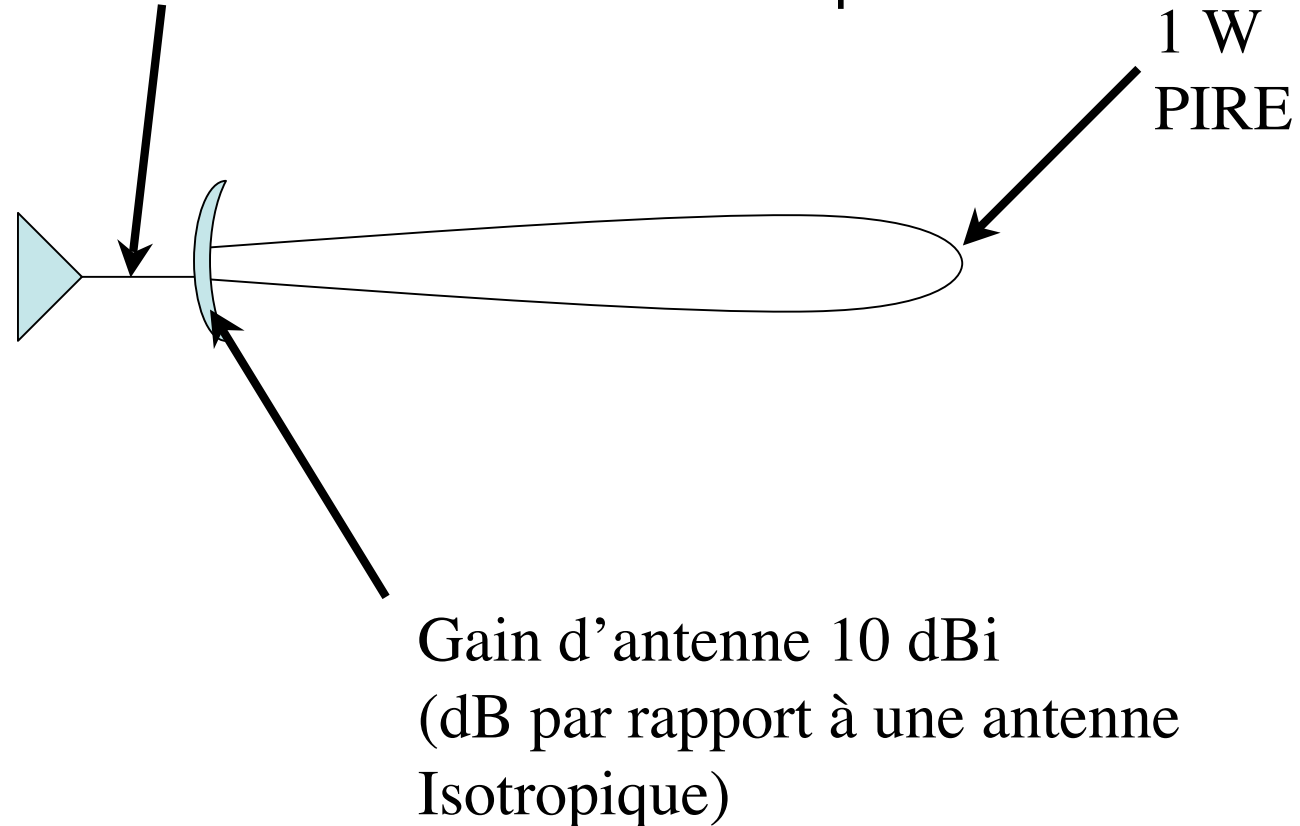


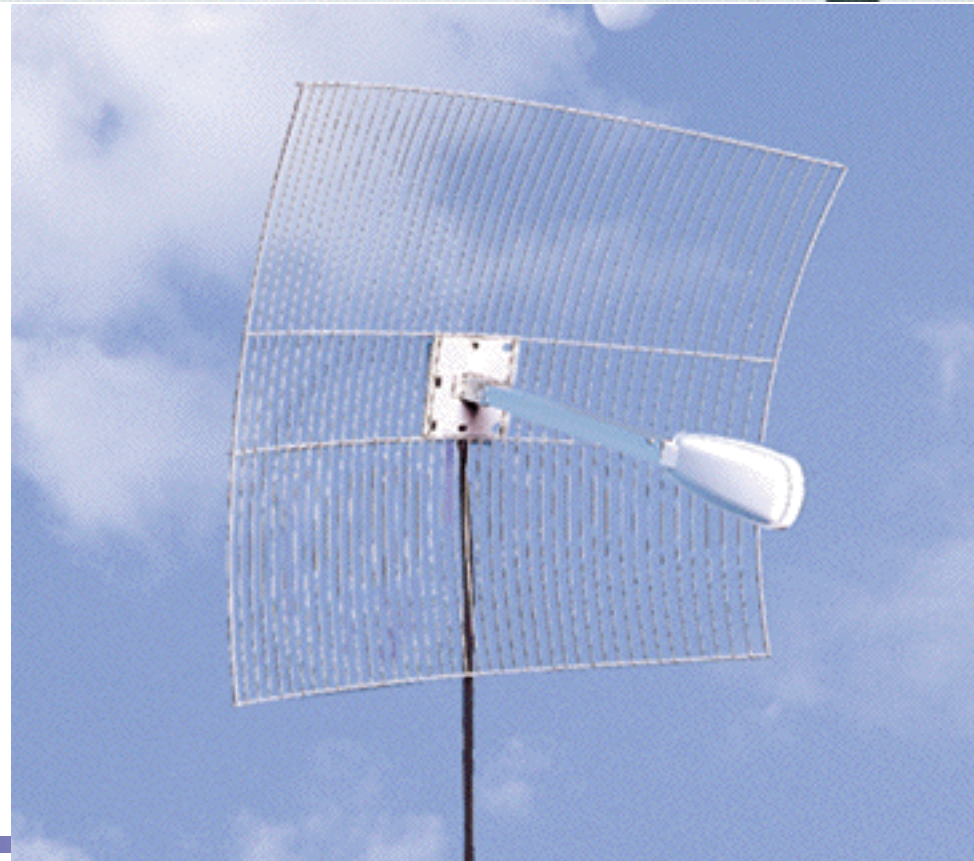


Notion de PIRE

Puissance Isotropique Rayonnée Equivalente

Émetteur : 100 mW à la sortie de l'ampli







Gain d'Antenne

- Relation entre le gain d'antenne et la surface effective de l'antenne

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi f^2 A_e}{c^2}$$

- G = gain
- A_e = surface effective
- f = fréquence de porteuse
- c = vitesse de la lumière ($= 3 \cdot 10^8$ m/s)
- λ = longueur d'onde de la porteuse



Pertes en tenant compte des antennes

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi)^2 (d)^2}{G_r G_t \lambda^2} = \frac{(\lambda d)^2}{A_r A_t} = \frac{(cd)^2}{f^2 A_r A_t}$$

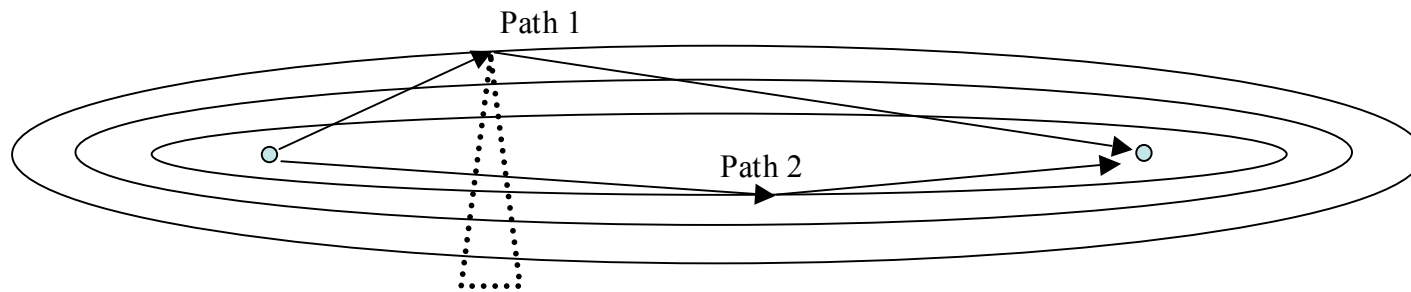
$$\begin{aligned} L_{dB} &= 20 \log(\lambda) + 20 \log(d) - 10 \log(A_t A_r) \\ &= -20 \log(f) + 20 \log(d) - 10 \log(A_t A_r) + 169.54 \text{dB} \end{aligned}$$

- G_t = gain de l'antenne de transmission
- G_r = gain de l'antenne de réception
- A_t = surface effective de l'antenne de transmission
- A_r = surface effective de l'antenne de réception



Zones de Fresnel

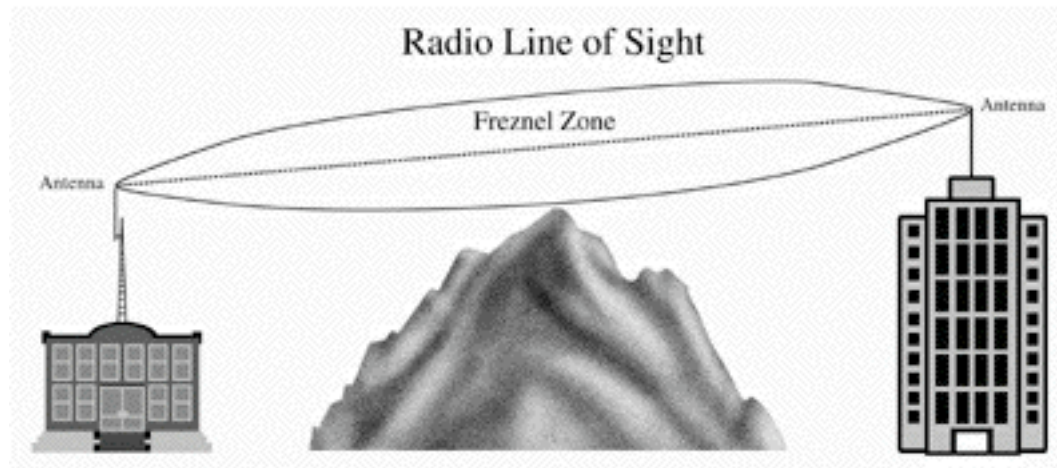
- Bornées par des ellipses de délai constant
- Zones alternées par un déphasage de 180°
 - Line of sight (LOS) correspond à la première zone
 - Si LOS partiellement bloquée, la 2^{de} zone contient des interférences destructives (Pertes par diffraction)



Zones de Fresnel : ellipses avec T&R aux foyers ; $L_1 = L_2 + l$



Zones de Fresnel

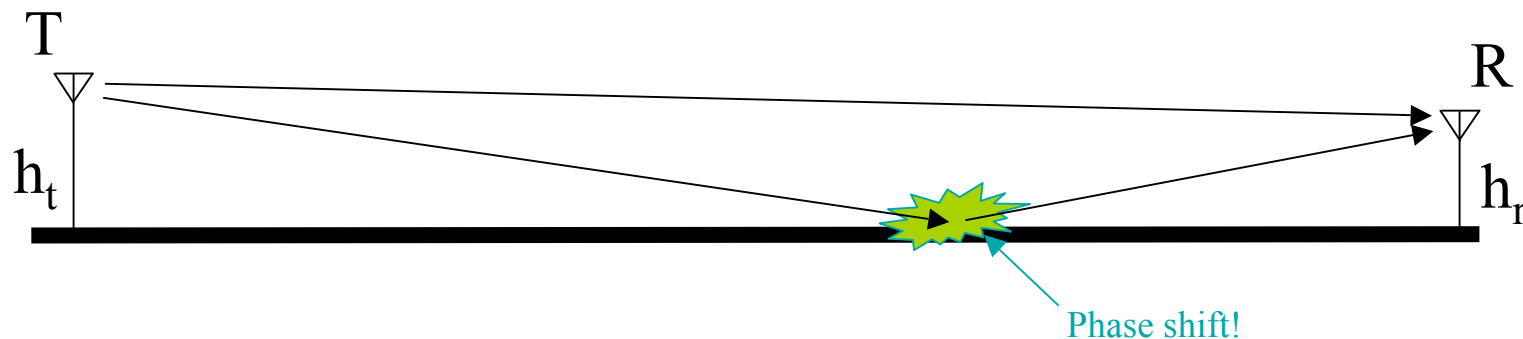


- Exemple, $f=2.4$ GHz, $d = 10$ km $\rightarrow r = 11$ m



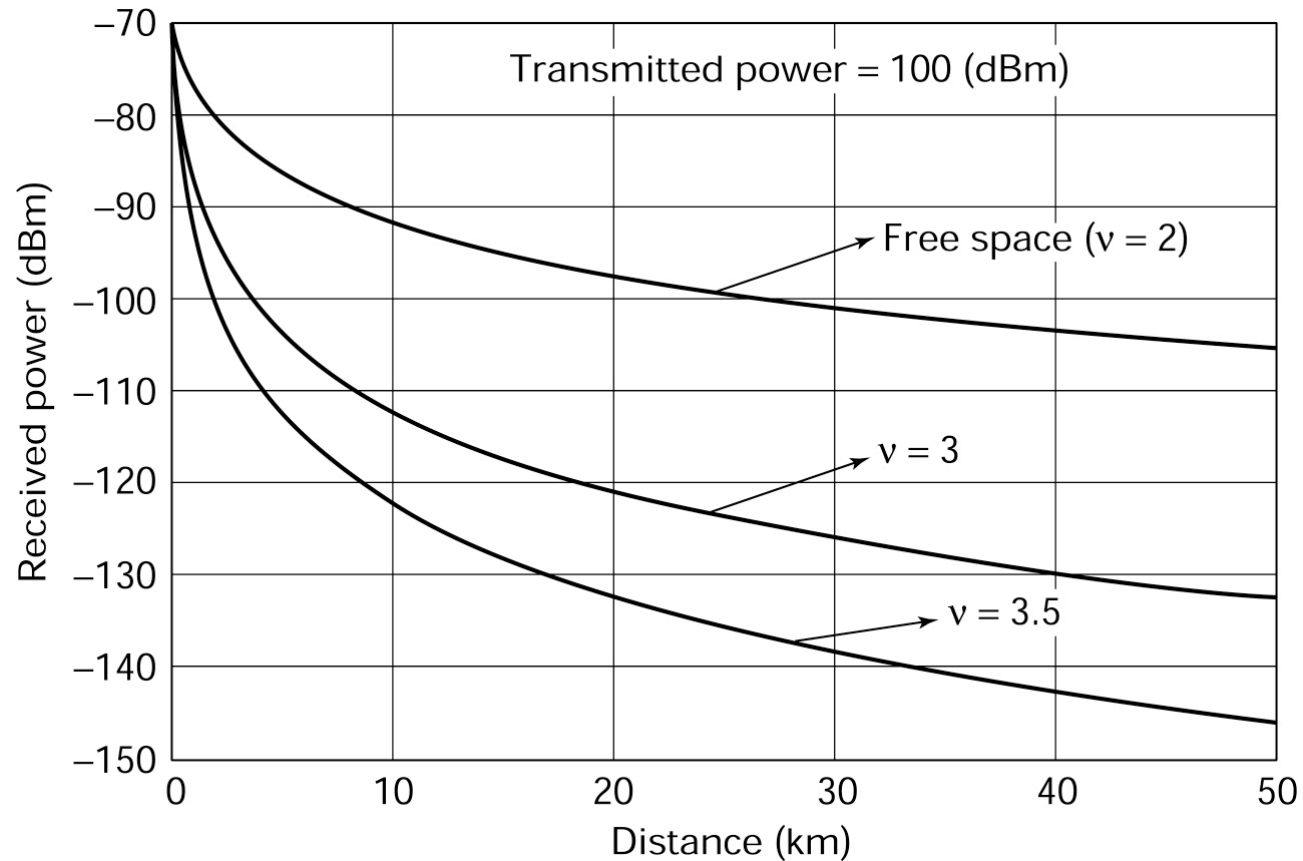
Cas de deux rayons

- pour $d \gg h_r, h_t$,
 - L'angle d'incidence faible fait que la terre est un réflecteur
 - Changement de phase de 180 degrés
 - $P_r \propto 1/d^4$ ($n=4$)



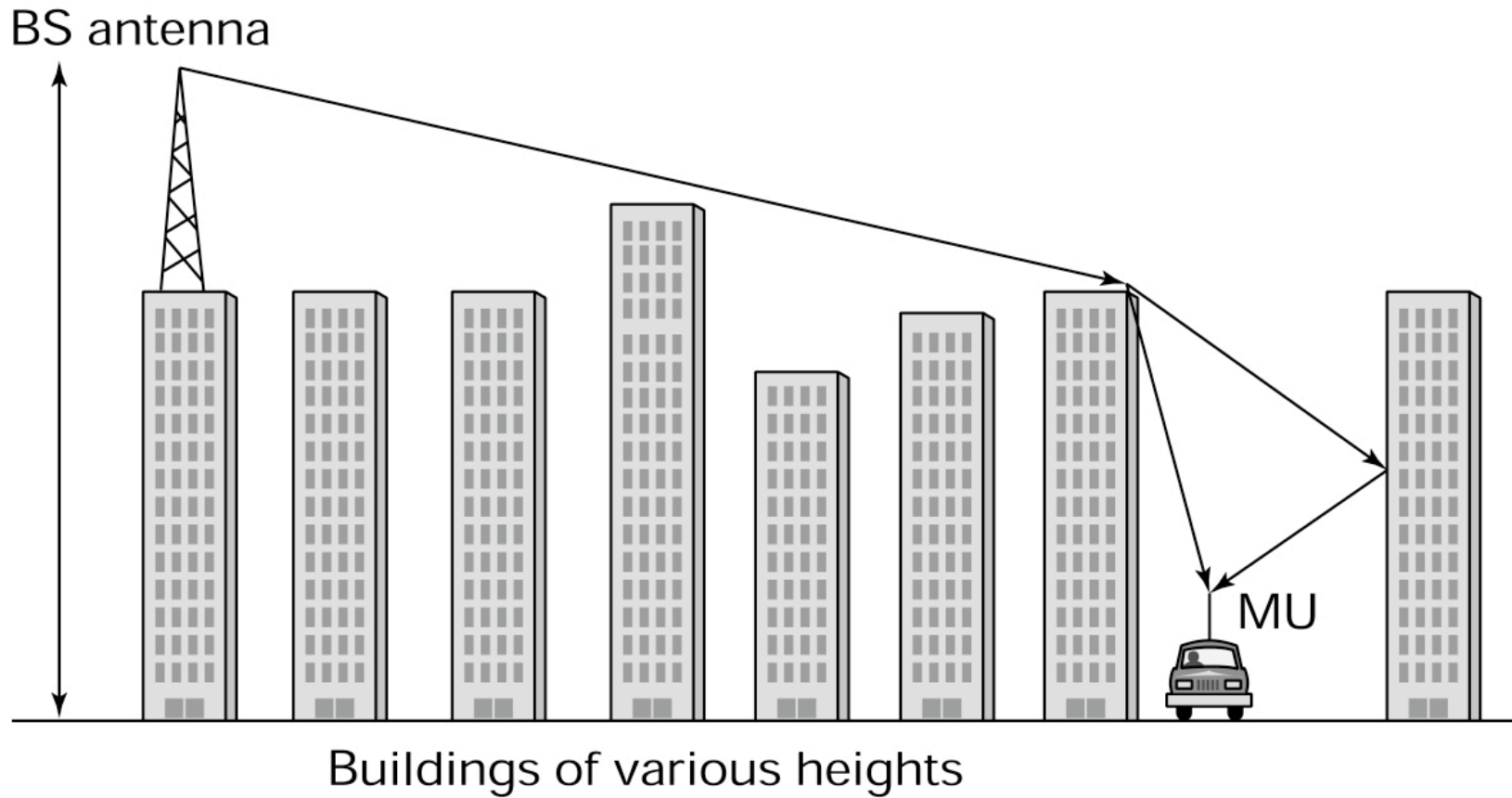


Puissance reçue pour différents exposants de propagation



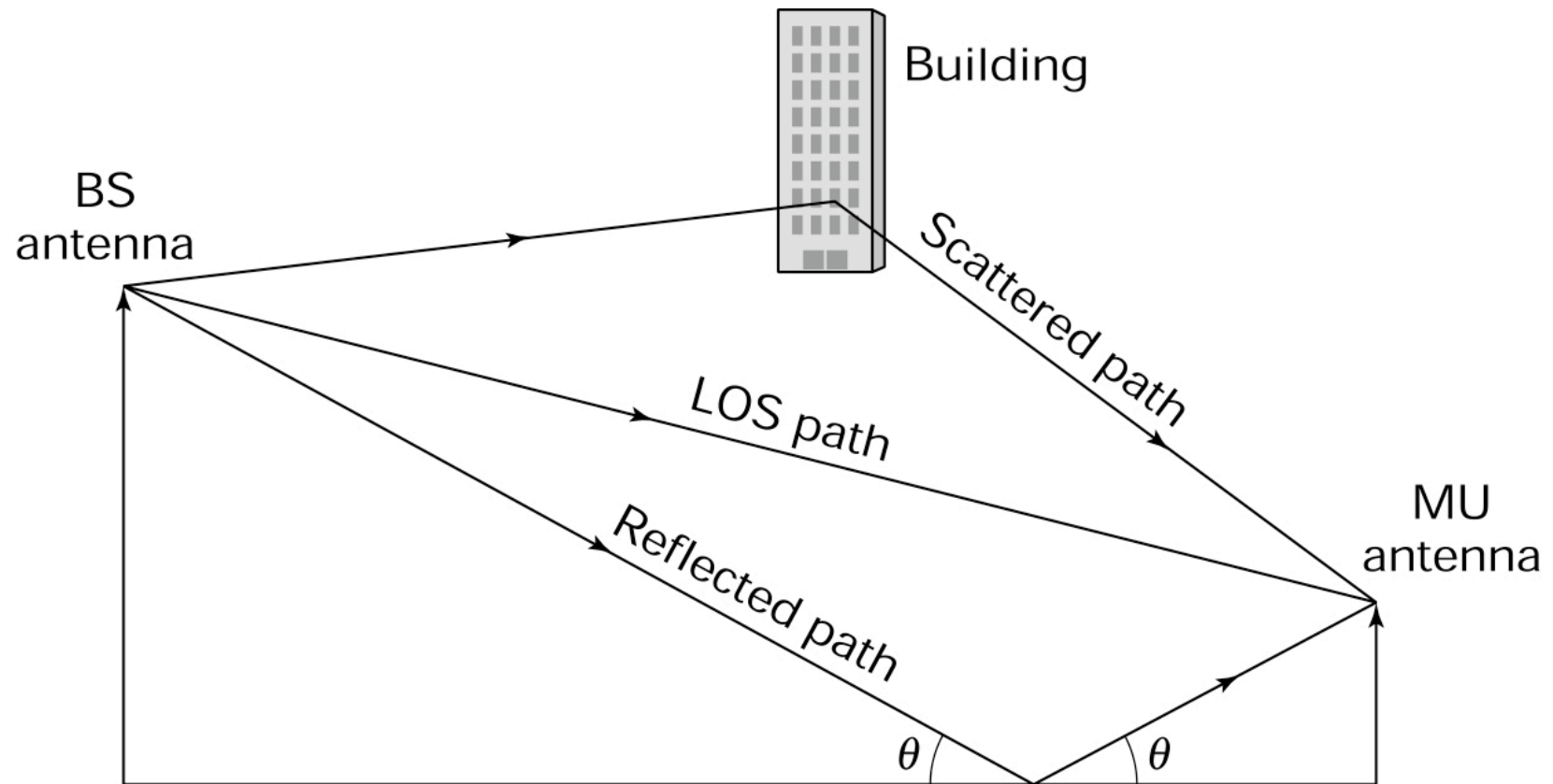


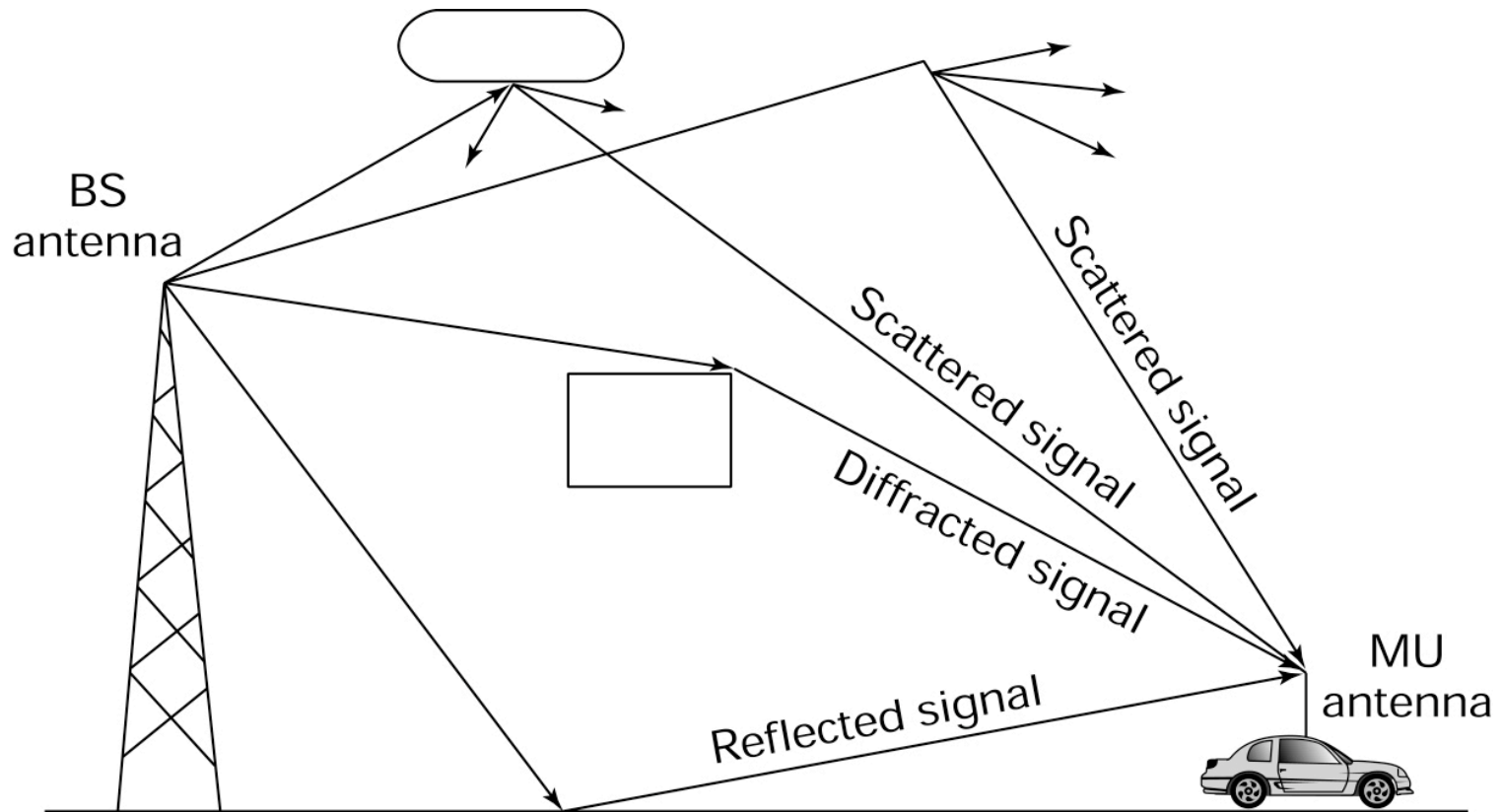
En milieu urbain : réflexion + diffraction





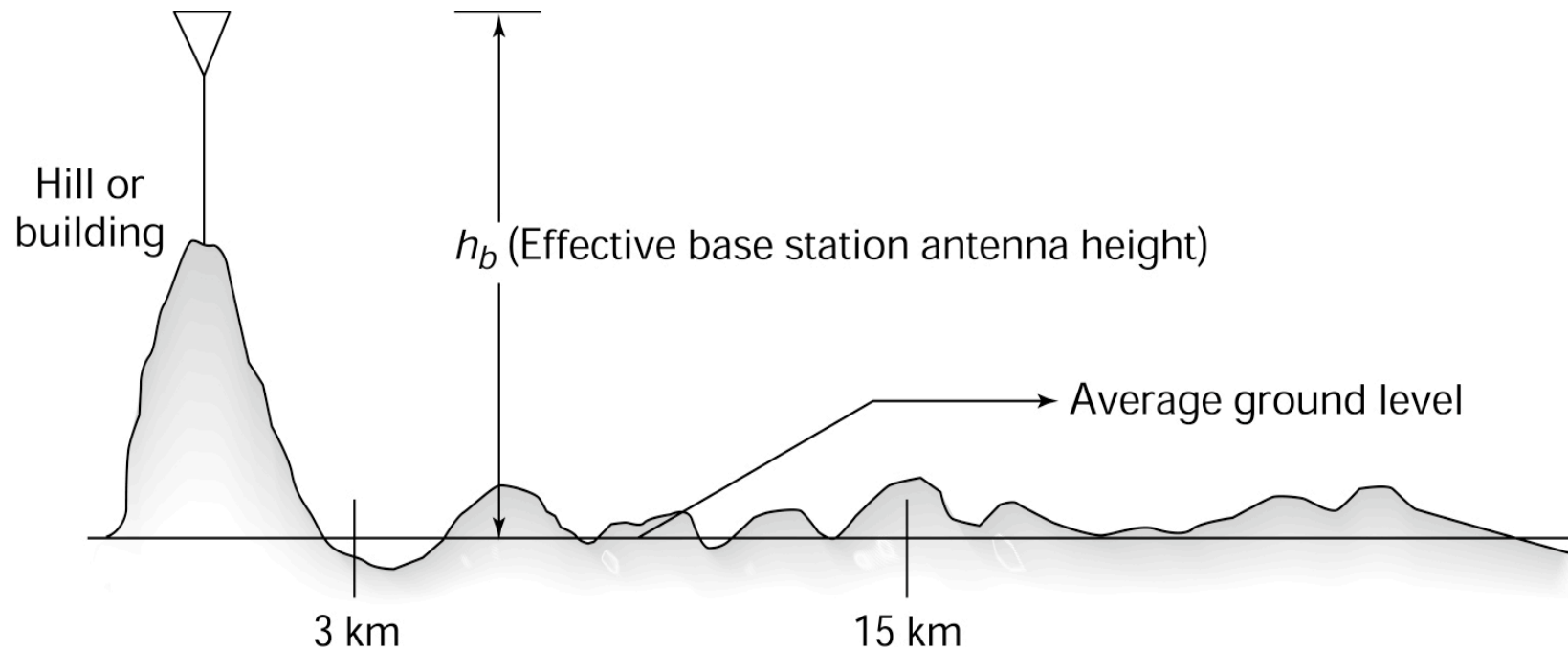
En extérieur : diffraction + diffusion + reflexion + direct







Modèles plus complexes





Pertes en milieu urbain

$$L_p(dB) = 69.55 + 26.16 \log_{10}(f_o) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d \\ - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_{mu})$$

Facteurs de correction

Large cities Small and Medium Cities

$$a(h_{mu}) = 3.2 [\log_{10}(11.75 h_{mu})]^2 - 4.97 \quad (f_o \geq 400 \text{ MHz})$$

$$a(h_{mu}) = [1.1 \log_{10}(f_o) - 0.7] h_{mu} - [1.56 \log_{10}(f_o) - 0.8]$$



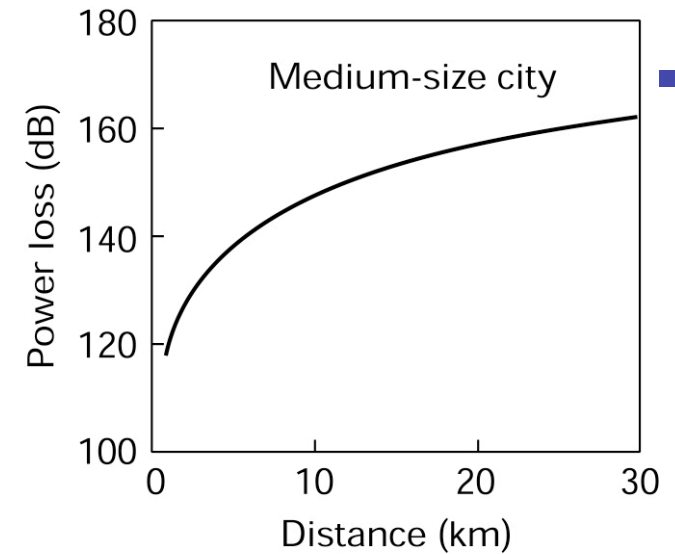
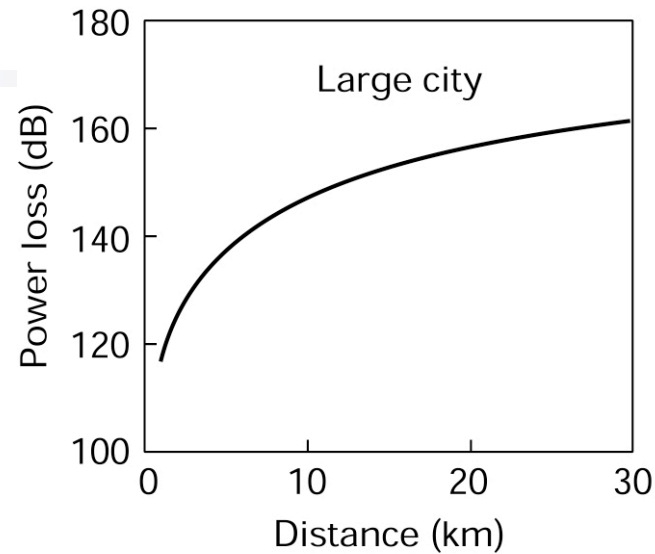
Median Loss in Suburban areas

$$L_{sub}(dB) = L_p - 2[\log_{10}(f_o / 28)]^2 - 5.4$$

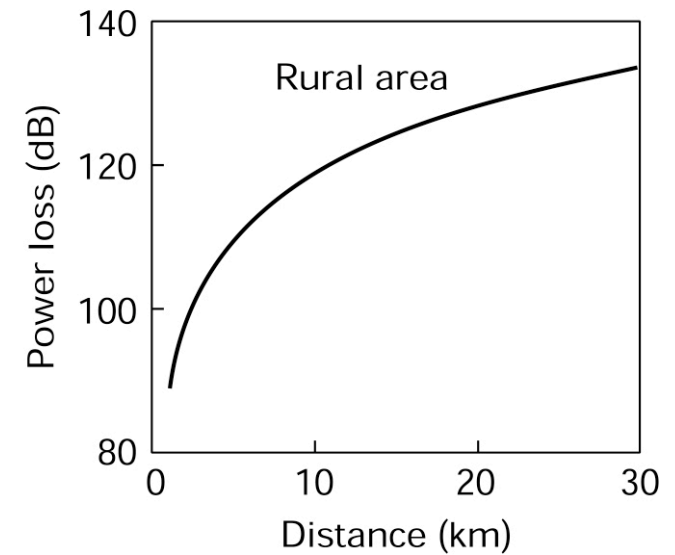
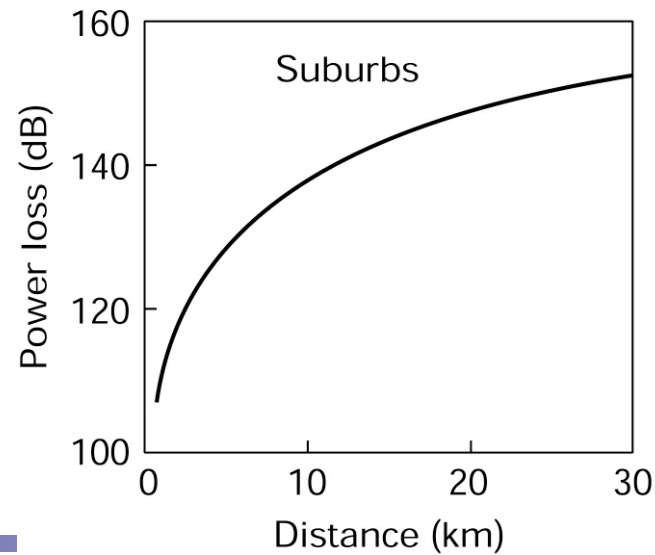
ou L_p est la perte dans les petites villes

Median loss in Rural areas

$$L_{sub}(dB) = L_p - 4.78[\log_{10}(f_o)]^2 + 18.33 - 5.4 \log_{10}(f_o) - 40.94$$

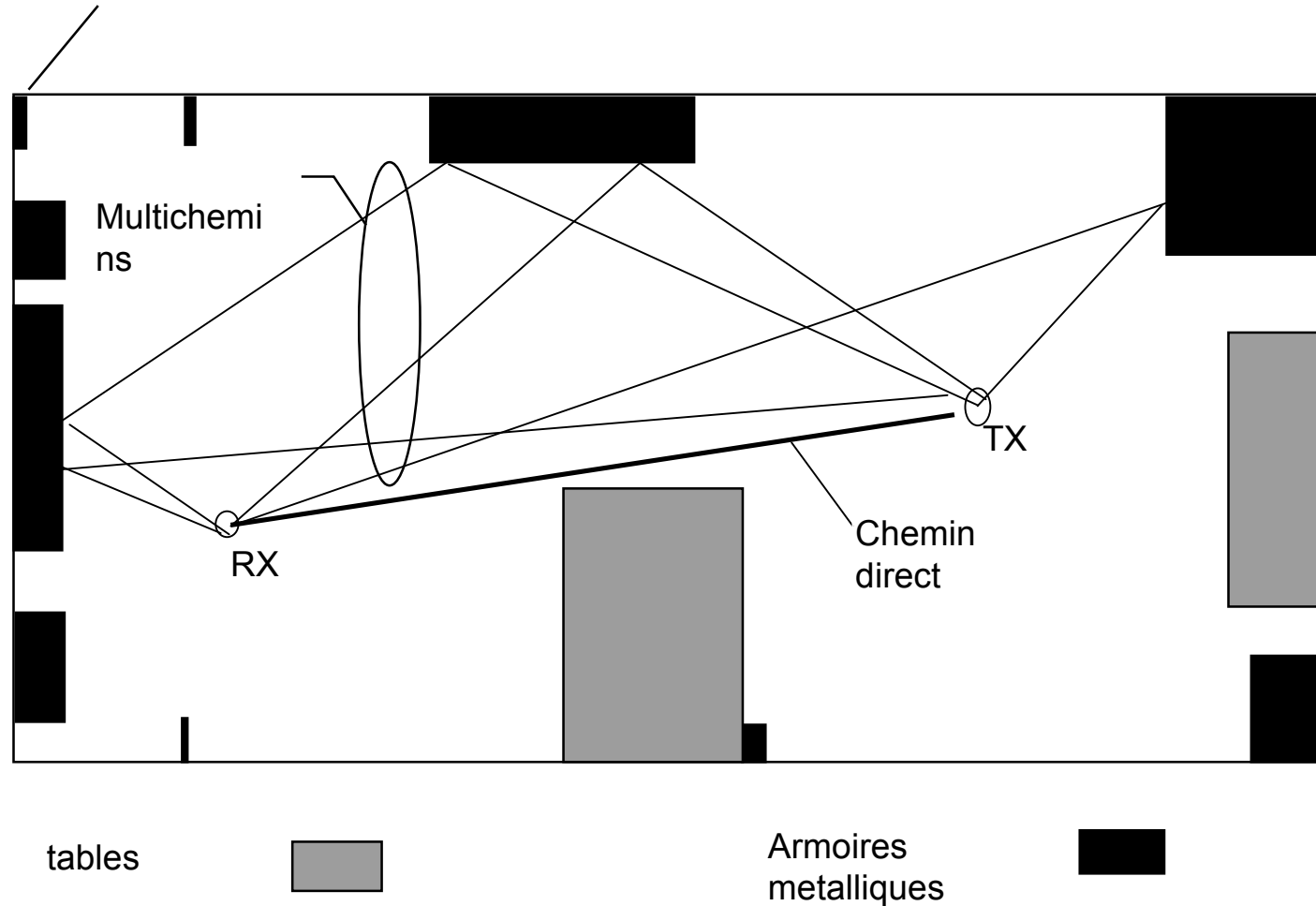


Loss calculations based on the Hata model for four different environments. Carrier frequency = 900 MHz, base station antenna height = 150 m, MU antenna height = 1.5m.





Canal multichemins dans un bureau





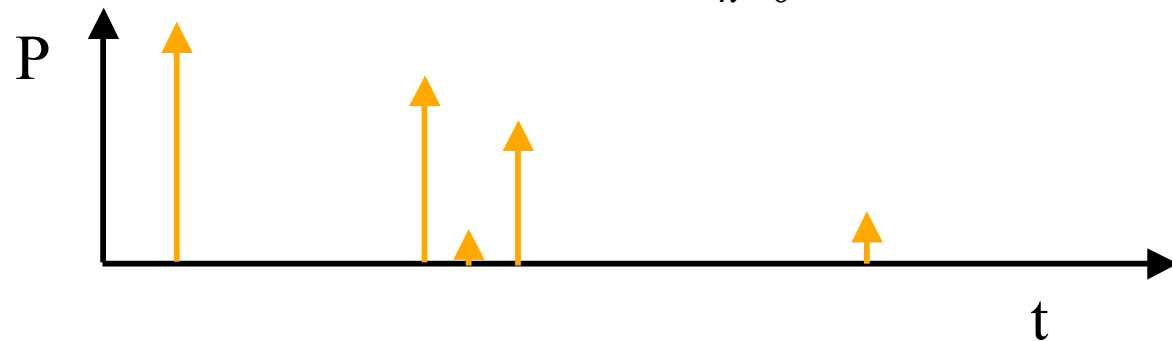
Le canal : une collection de diracs atténués, déphasés et retardés

canal

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \beta_k e^{j\theta_k} \delta(t - \tau_k)$$

Spectre

de puissance $p(t) = h(t)h^*(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \beta_k^2 \delta(t - \tau_k)$



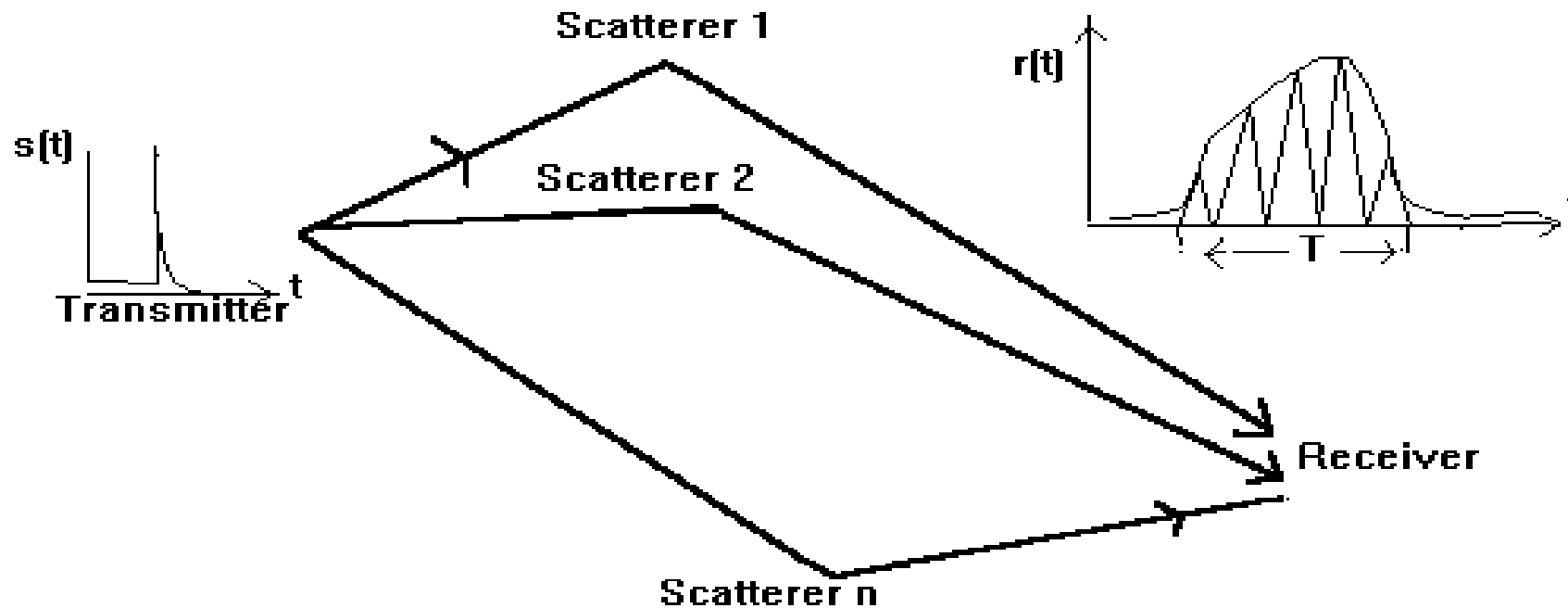


Les canaux different dans leur comportement temporel et frequentiel

- Bande de coherence \leftrightarrow Etalement temporel
 - Etalement dans le temps
 - Allongement de l'impulsion due aux chemins multiples
- Temps de coherence \leftrightarrow Etalement Doppler
 - Etalement en frequence
 - Effet Doppler du aux mouvements ET aux reflexions dans l'entourage direct des emetteurs/recepteurs



Etalement temporel





L'étalement temporel mesure la "longueur" du canal

- L'étalement RMS mesure la dispersion du canal

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (\tau_k - \bar{\tau})^2 \beta_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} \beta_k^2}}$$

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \tau_k \beta_k^2}{\sum_{k=0}^{N-1} \beta_k^2}$$

- 10 a 100ns correspondent a des trajets de 3 a 30m



La bande de coherence : la ou le canal est similaire (correle)

- L'Autocorrelation du canal vaut

$$\varphi_c(\tau; \Delta t) = 0.5E\{h(\tau; t)h^*(\tau; t + \Delta t)\}$$

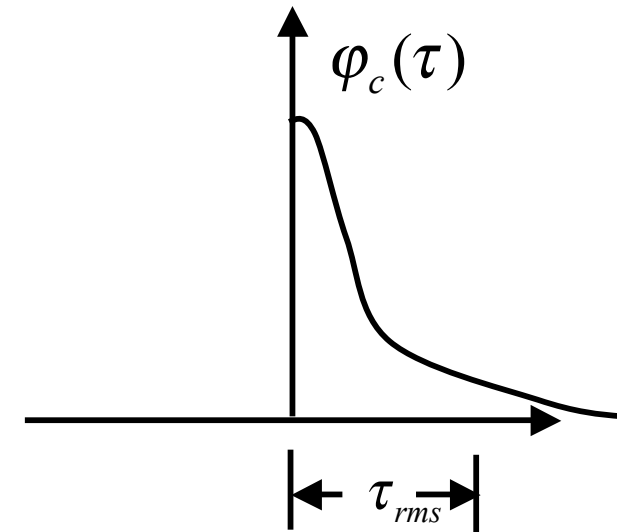
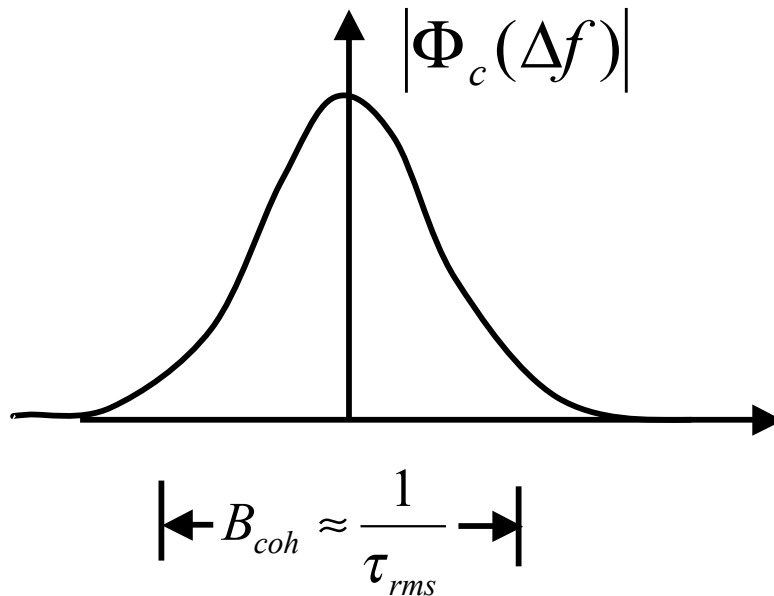
$$\Phi_c(\Delta f, \tau) = 0.5E\{H(f; t)H^*(f + \Delta f; t + \tau)\} = \text{Fourier}(\varphi_c(.))$$

- $B_{\text{coh}} = \Delta f$ tel que

$$\frac{\Phi_c(\Delta f)}{\Phi_c(0)} = \frac{1}{2}$$



La bande de coherence est
inversement proportionnelle a
l'etalement temporel

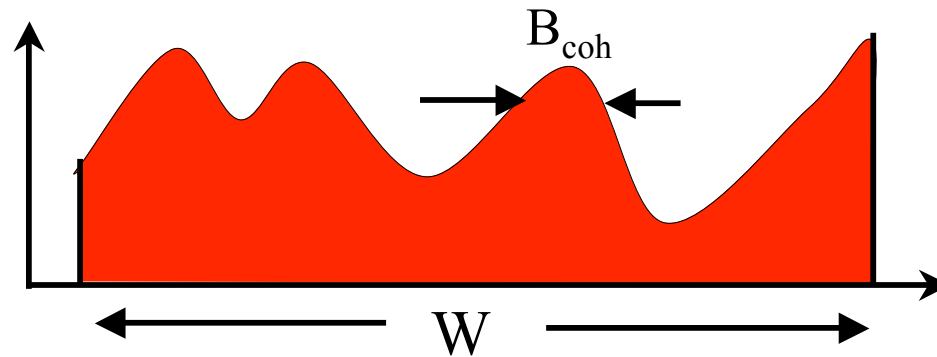




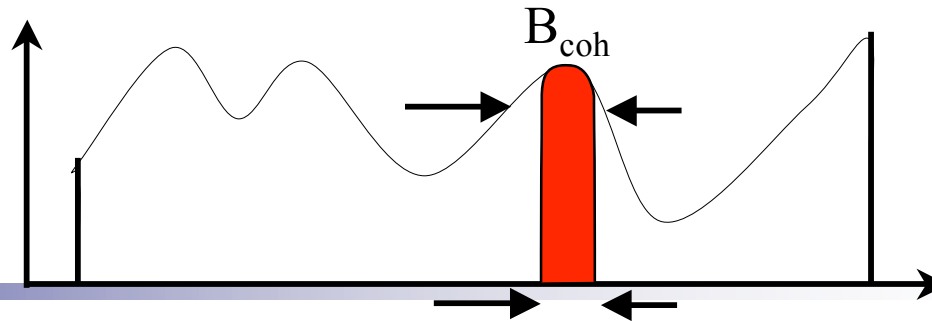
Evanouissement selectif en frequence En large bande

Comparaison entre la largeur de bande et la bande de coherence

– $W \gg B_{coh} \Rightarrow$ canal selectif en frequence



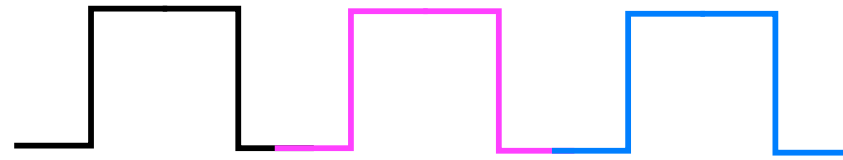
– $W \ll B_{coh} \Rightarrow$ canal non selectif en frequence



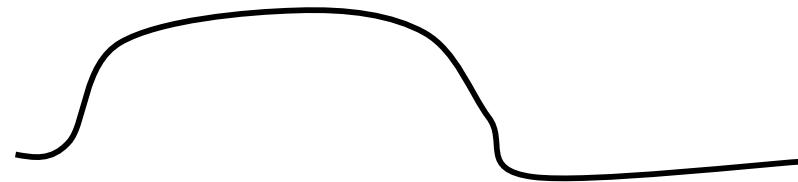


Les canaux selectifs en frequence introduisent de l'Interference en tre Symboles (IES)

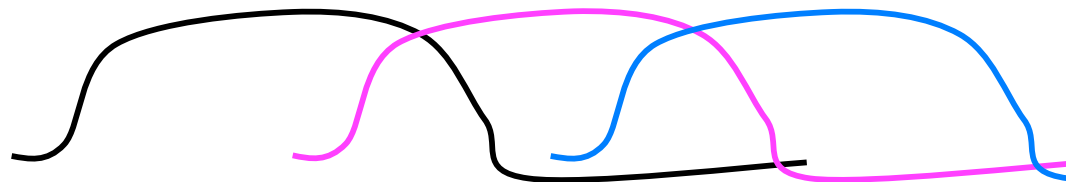
Signal emis



Reponse impulsionnelle du canal



Signal recu (apres passage dans le canal)



1 Propagation

On considère une communication à longue distance à partir d'une colline en bordure d'une ville de moyenne importance. On installe une antenne Wifi pour "arroser" le quartier le plus proche, situé à 3 kilomètres de l'antenne. Le quartier en lui même peut être considéré comme un cercle de 500 mètres de diamètre et comme étant un milieu urbain avec un exposant de propagation de 3,5. L'objectif est de fournir un débit minimum de 2 Mbps à la maison la plus éloignée. La sensibilité du récepteur Wifi de référence est de $-84 \text{ dBm@BER} = 10^{-5}$ pour 11 Mbps, $-87 \text{ dBm@BER} = 10^{-5}$ pour 5.5 Mbps, $-90 \text{ dBm@BER} = 10^{-5}$ pour 2 Mbps. On demande de calculer

- La puissance nécessaire à l'émetteur, en considérant qu'on utilise une antenne d'émission de gain égal à 10 dBi.
- Le débit reçu par l'utilisateur le plus proche ;
- Le débit reçu par l'utilisateur le plus proche s'il utilise une antenne dans la maison, en considérant une perte additionnelle de 10 dB.
- Le gain en débit si l'utilisateur le plus éloigné utilise une antenne de gain égal à 3 dB
- De justifier l'emploi d'une antenne de gain égal à 10 dBi pour l'émetteur

2 Influence de RTS/CTS sur la performance

Pour le cas d'une communication 802.11b à 1 Mbit/s et à 11 Mbit/s, déterminez l'influence de l'utilisation des RTS/CTS pour un réseau très peu chargé (pas de collisions)

TP réseaux sans fils : TP3

Objectifs du TP

- Vous familiariser avec les outils wifi sous Linux .
- Utiliser Kismet pour la surveillance de réseau
- Utiliser Aircrack-ng pour la surveillance de réseau
- Analyser les résultats de Kismet avec Wireshark
- Utiliser aireplay et aircrack-ng
- Utiliser coWPAtty pour cracker le mot de passe WPA

Matériel

PCs-Wifi + borne Airport +1 borne Netgear + un CD “auditor”

Schéma d'exécution

1. Après lancement du Live CD, configurer le réseau filaire et monter la partition debian sur /root/disk pour pouvoir y stocker les fichiers de log.
2. Configurer Kismet pour les parties client et serveur, indiquer les choix possibles.
3. Configurer un drone Kismet (i.e. un client sur une machine différente que le serveur).
4. Utiliser Kismet pour vérifier les réseaux présents, donner leurs caractéristiques et les clients qui y sont associés. Générer du trafic et vérifier les débits avec Kismet.
5. Utiliser Aircrack-ng pour essayer de craquer une clé WEP (pas toujours possible ... pourquoi ?)
6. Utiliser Wireshark et ses fonctions de filtrage à partir du fichier de dump de Kismet. Analyser les trames au niveau 2 pour diverses situations. En particulier, dans le cas de communications sur un DS (Distributed System), donner des indications sur les protocoles utilisés. Générer des trafics spécifiques et analyser avec Wireshark

7. Vérifier les autres outils Wireless sur le CD
8. Utiliser aireplay pour générer des attaques. voir <http://www.tuto-fr.com/tutoriaux/crack-wep/FAQ/aircrack-utilisation-aireplay.php>
Il faut innstaller la dernière version de aircrack ...

Rapport

Rendre un rapport qui commente toutes les actions effectuées, les scripts et fichiers modifiés.

Introduction à WiMAX

WiMAX - Pour quoi faire?

Pourquoi WiMAX

La boucle locale

Portabilité et Mobilité

Applications de WiMAX

Qu'est-ce que WiMAX?

Standards

Historique de 802.16

Aspects commerciaux

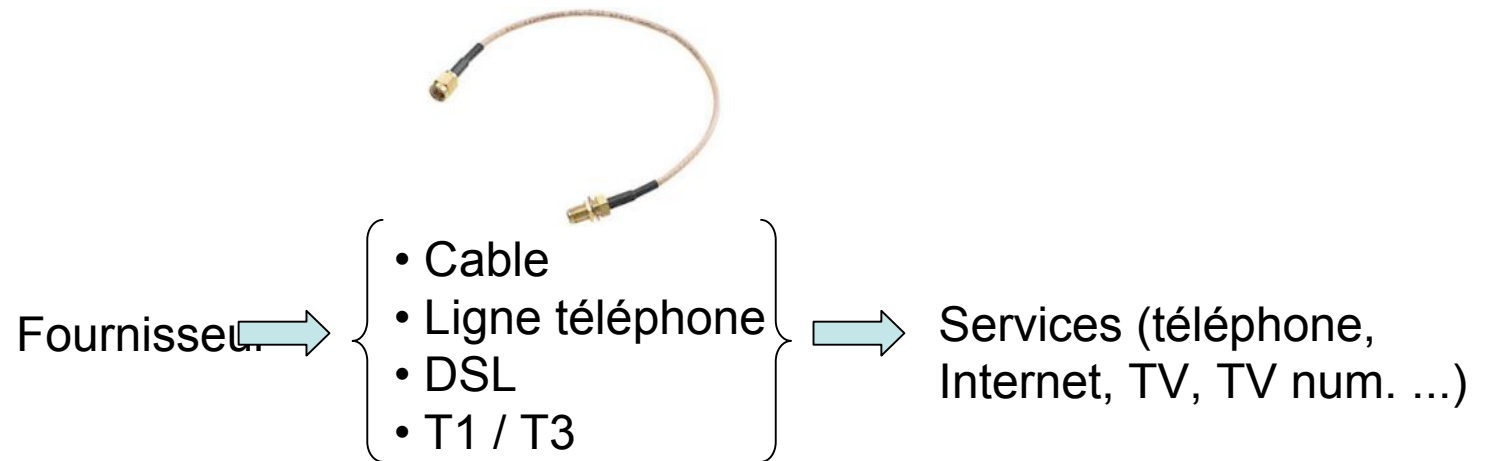
WiMAX / Spectre

Spectre Large

Bandes sous license et sans license

La boucle locale

La boucle locale large bande aujourd'hui



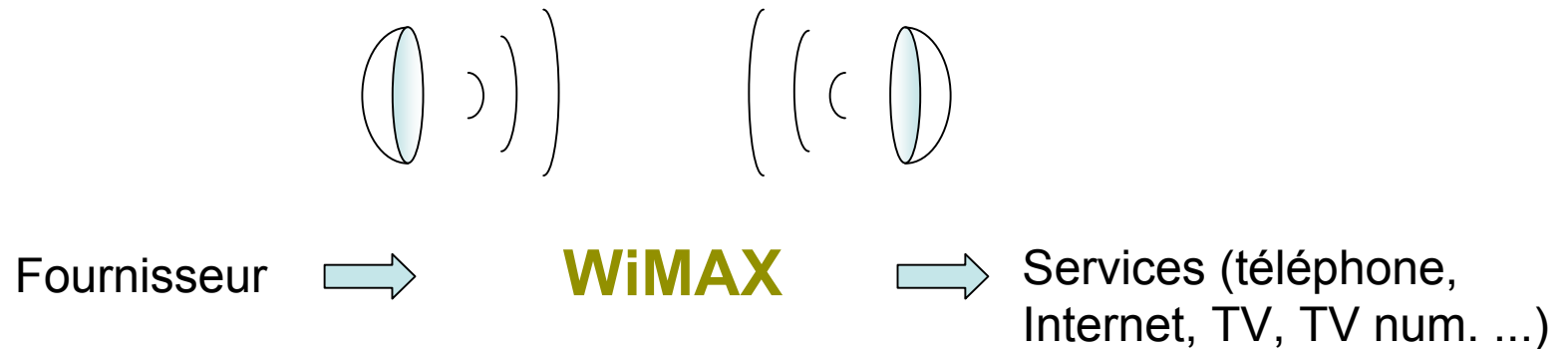
Travaux BTP: fils sous-terrains / aériens

Coûts élevés

Couverture limitée dans les zones rurales

Boucle locale

WiMax: une alternative à la boucle locale



Installation de stations de base

Low costs

1 BS \leftrightarrow 100s de clients



La boucle locale

Cibles



Accès internet
pour les petites et
moyennes
entreprises



Accès internet résidentiel et
"SoHo" (Small office / Home
Office)



wimax

Réseau de distribution des
hotspots WiFi

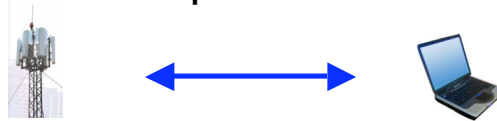


Portabilité et Mobilité

Définitions

Portabilité:

- Communication entre une station de base et un petit terminal. Implique une petite antenne et un petit récepteur.



- Itinérance: Capacité de se connecter à n'importe quelle station de base, pas seulement celle initialement liée au terminal
- accessibilité en extérieur et en intérieur

Mobilité:

- la mobilité implique la portabilité
- + Handover: pas de perte de connexion quand on passe d'une station de base à une autre

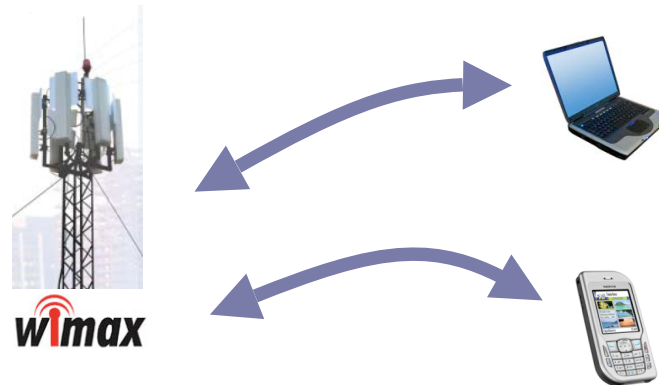


- support de vitesses élevées (>100 km/h)

Portabilité et mobilité

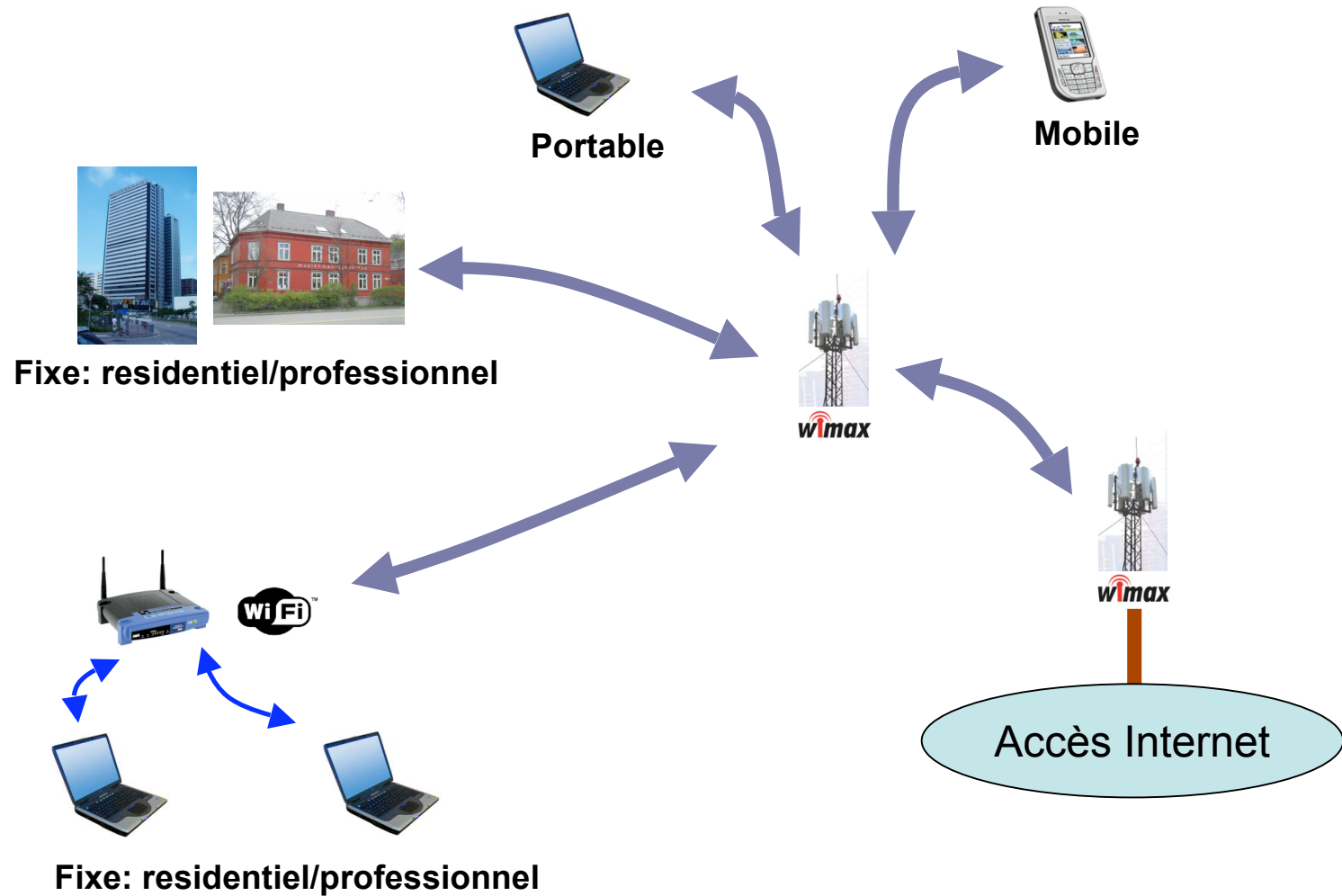
L'addition de la mobilité est en cours dans la standardisation

- Nouvelles cibles: connexions internet pour petits appareils (PDA)



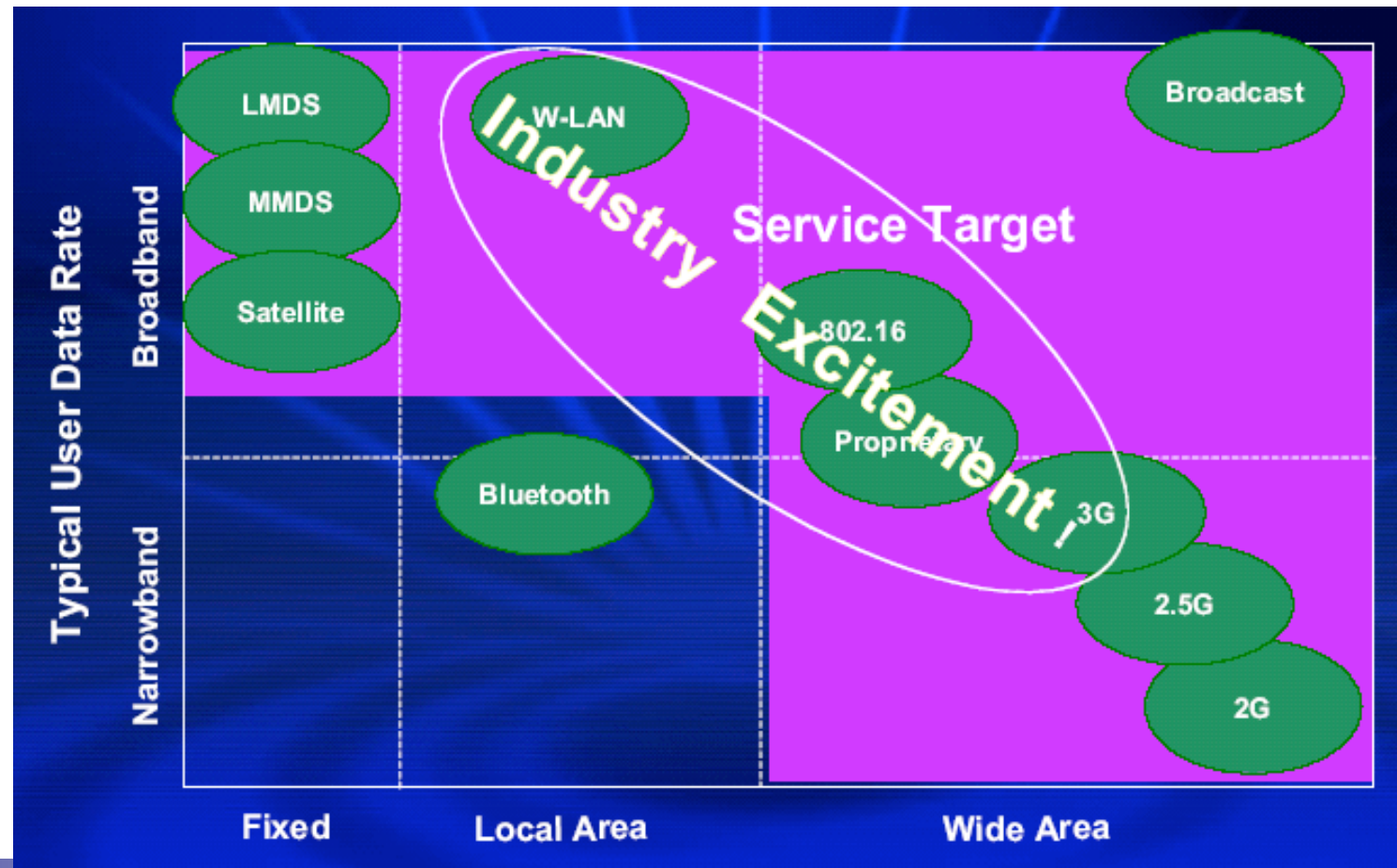
- alternative au WiFi
- Alternative à la mobilophonie de dernière génération : 3G, 4G

Applications de WiMax



Applications de WiMax

Intérêt Industriel



Standards

Standards IEEE 802

Filaire

- 802.3 (Ethernet, 10 Gbit/s approuvé en Juin 2002)
- 802.17 (Resilient Packet Ring)

Sans Fil

- 802.11: Wireless LAN (WiFi)
- 802.15: Wireless PAN (Bluetooth, ZigBee)

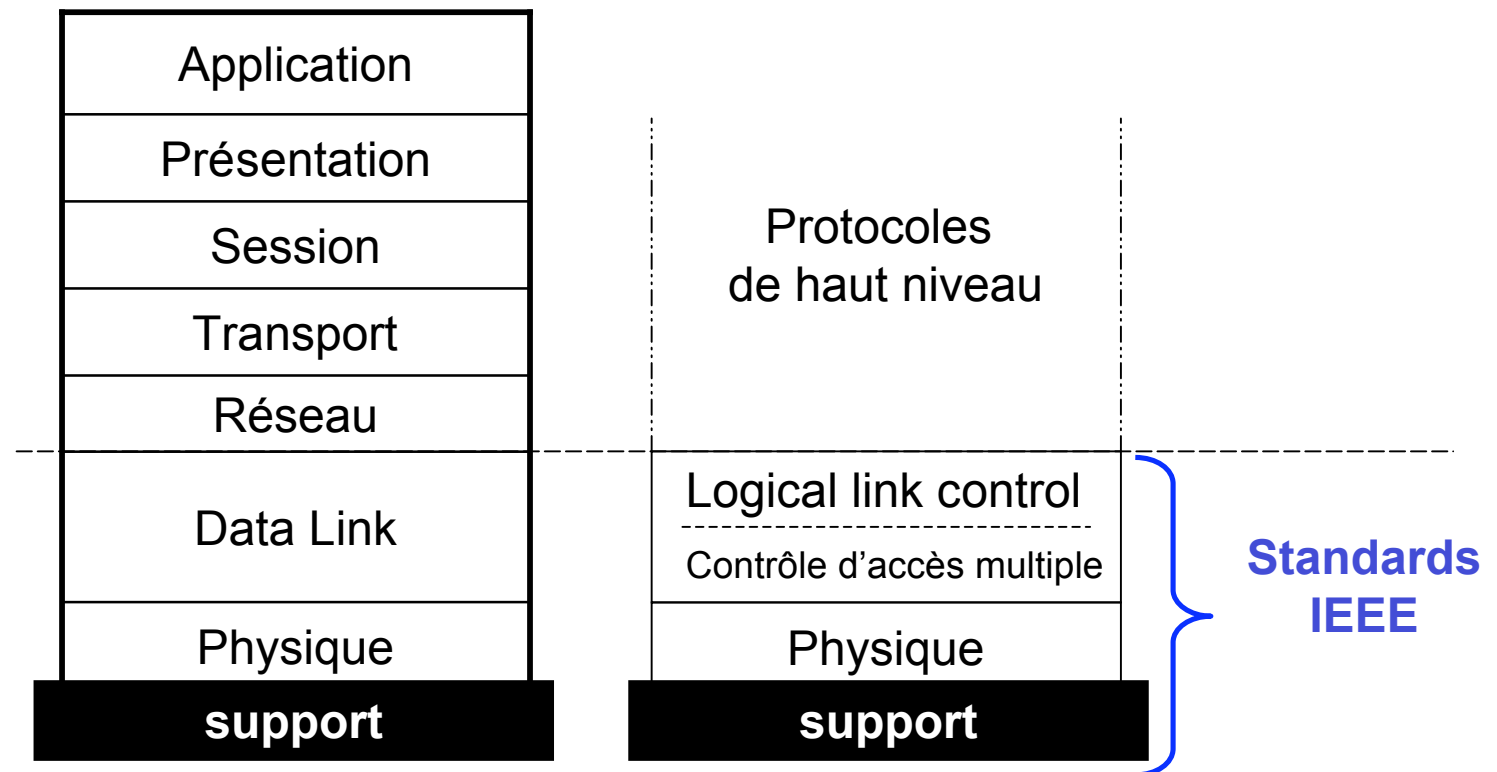
- 802.16: Wireless MAN



- 802.20: Mobilité véhiculaire

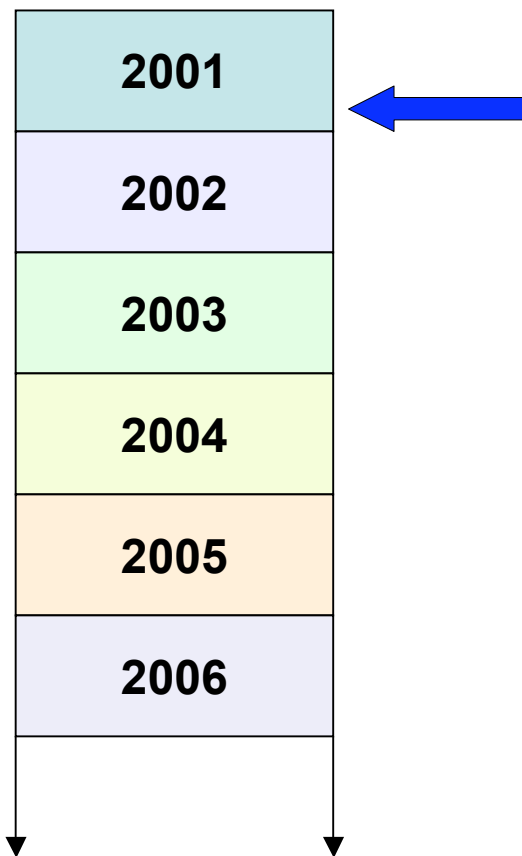
Standards

Standards IEEE 802



Historique de 802.16

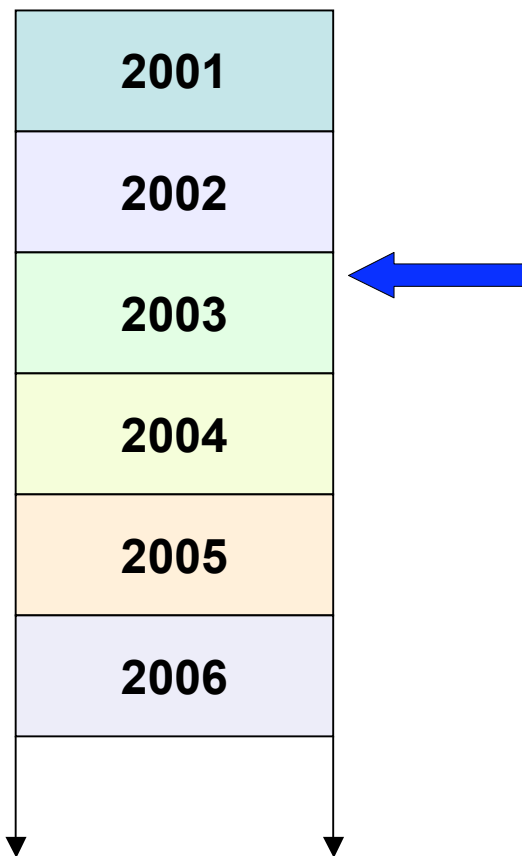
802.16: première version (décembre 2001)



- accès « hertzien » large bande pour la bande 10-66GHz: nécessite une visibilité directe (LOS : Line Of Sight)
- Applications Point à point
- Intérêt commercial limité

Historique de 802.16

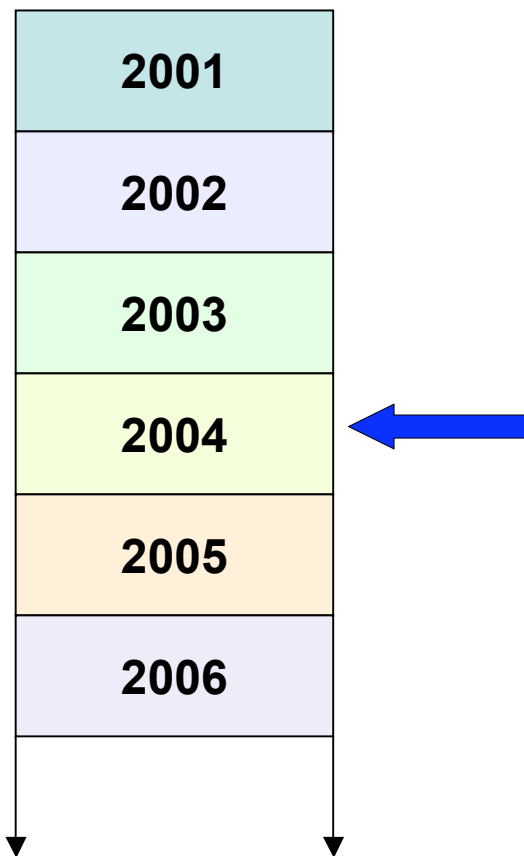
802.16a (janvier 2003)



- interface large bande pour la bande 2-11GHz: pas besoin de visibilité directe (NLOS)
- portabilité
- Applications Point à multipoint
- Nouvelles applications commerciales : résidentiel, Small Office-Home Office (SOHO), VRPs et Petites et Moyennes Entreprises (PME)

Historique de 802.16

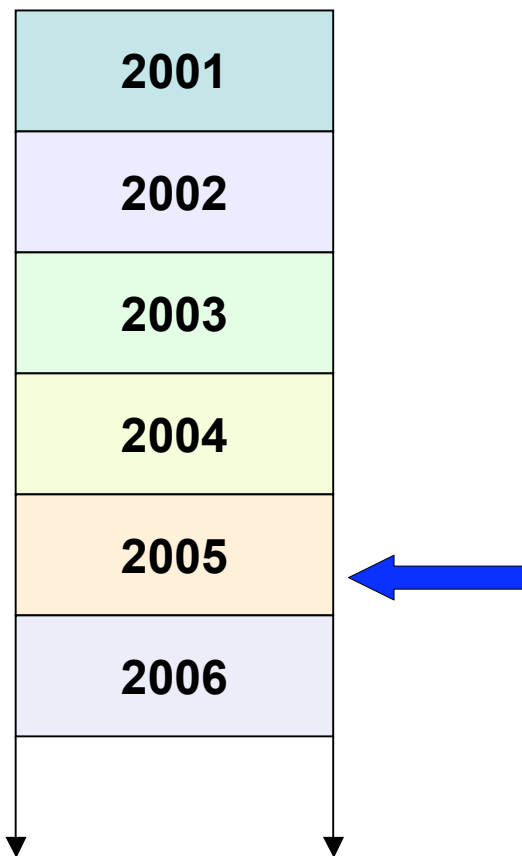
802.16REVd (Juin 2004)



- révision de 802.16
- correction d'erreurs dans la standardisation

Historique de 802.16

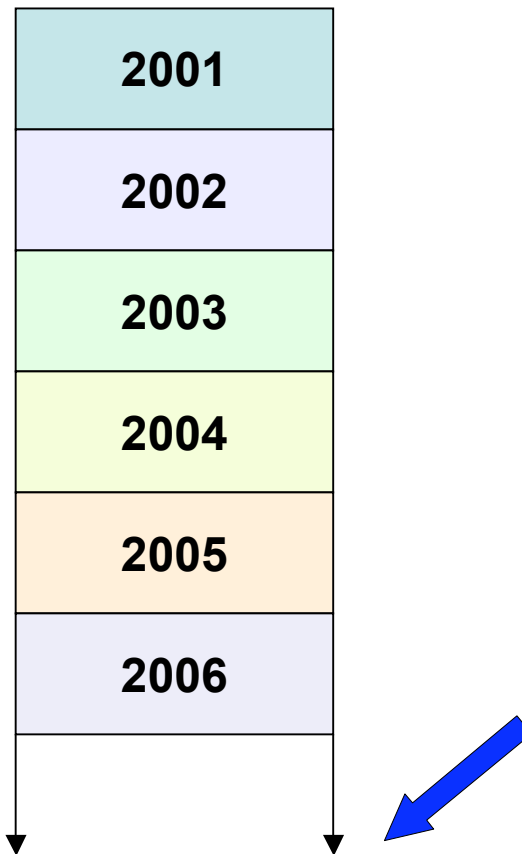
802.16e (fin 2005)



- accès haut débit pour la bande 1-6GHz: pas besoin de visibilité directe (NLOS)
- mobilité aux vitesses véhiculaires
- handover entre stations de base
- nouvelles applications commerciales : utilisateurs mobiles (ordinateurs portables, téléphones portables, PDAs)
- Objectif : offrir des débits similaires aux réseaux locaux sans fils dans un environnement similaire à la mobilophonie

Historique de 802.16

Déploiement commercial



- Déploiement attendu dans les 3 à 5 ans
- Premiers déploiements dans les départements (par exemple en Vendée).

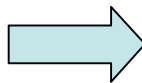
Historique de 802.16

	802.16	802.16a; REVd	802.16e
Spectre	10-66 GHz	< 11 GHz	< 6 GHz
Mobilité	Fixe	Fixe et portable	Pédestre Itinérance régionale
Canal	Visibilité directe	Sans visibilité directe	Sans visibilité directe
Débit	32-136 Mbps à 28 MHz Plusieurs canaux	--> 75 Mbps pour 20 MHz Plusieurs canaux	--> 15 Mbps pour 5 MHz Plusieurs canaux
Modulation	QPSK, 16QAM and 64QAM	OFDM 256 sous- porteuses QPSK, 16QAM, 64QAM	comme 802.16a
Largeur de bande	20, 25 et 28 MHz	Canaux de largeur variable entre 1.25 et 20 MHz	comme 802.16a avec sous- canaux en voie montante pour minimiser la puissance consommée
Rayon de cellule	2-5km	5 à 8km; max 50 km en fonction des antennes (hauteur, gain, ...)	2-5km

Aspects commerciaux

WiMAX forum

- **Mission:** Promouvoir le déploiement de l'accès local sans fil en utilisant un standard global (WiMAX) et certifier l'interopérabilité des produits et des technologies
- **Principes:**
 - Support de IEEE 802.16 entre 2 et 66 GHz
 - Propose des profils d'accès pour le standard IEEE 802.16
 - Garantir un niveau déterminé d'interopérabilité
 - Promouvoir IEEE 802.16 et le faire accepter globalement
 - Ouvert à "tout un chacun"
 - Développer et soumettre des spécifications pour les tests
- "WiMAX Forum Certified" indique qu'un fournisseur d'accès peut acheter des équipements de plusieurs sociétés et les faire fonctionner ensemble sans problèmes"



Permettre une exploitation commerciale viable dès le début.

Aspects commerciaux

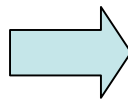
Défenseurs de WiMAX

- **INTEL (le plus actif)**
- Fujitsu Microelectronics USA
- AT&T Wireless
- Alvarion
- British Telecommunications
- France Telecom
- Quest communications

- ...et plus de 250 membres du forum WiMAX

Spectre large

- WiMAX est supposé fonctionner entre 0.7 et 60 GHz
- 802.16: 11GHz → 60GHz
- 802.16a/REVd: <11GHz
- 802.16e: <6GHz

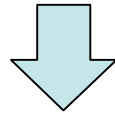


L'objectif est de pouvoir utiliser l'entièreté de ce spectre (ou ce qui y est libre) pour l'accès haut débit sans fil

Pour le moment, seule une petite portion est utilisée

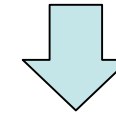
Bande sous/sans licence

Sous licence



- **Limitée en spectre** (prix élevé pour un spectre étroit)
- **sans interférences**
- WiMAX initialement développé dans des bandes sous licence

Sans licence



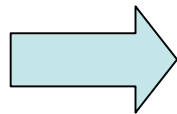
- **limité par les interférences** (une grande largeur de bande, sujette aux interférences d'autres opérateurs, est gratuite)
- **très large bande disponible (récemment)**
- Aussi fiable que les bandes sous licence, si solutions techniques développées

Bande sous/sans licence

Première exploitation

- première exploitation dans les bandes sous licence
- les bandes sous licence pour l'accès haut débits sont une collection hétéroclite de bandes avec des caractéristiques (propagation et puissance admise) différentes
- les bandes sous licence sont différentes d'une région à l'autre (réglementations nationales)

WiMAX forum développe des profils pour:



- **la bande 2.5GHz (Europe)**
- **la bande 3.5GHz (USA)**
- **90% du marché potentiel**

Bande sous/sans licence

Exploitation aux USA

- les sociétés US sont principalement intéressées par les bandes sans licence

Bandes sans licence	Spectre	Applications
ISM: Industrial, Scientific and Medical 902-928 MHz, 2,4-2,4835 GHz 5,725-5,85 GHz	234,5 MHz	Téléphones sans fil, Réseaux locaux (WLAN) PABXs sans fil (WPBX)
UPCS: Unlicensed PCS Asynchrone: 1910-1920, 2390-2400 MHz Isochrone: 1920-1930 MHz	20 MHz 10 MHz	WLAN WPBX
U-NII: Unlicensed National Information Infrastructure U-NII (5.15-5.25 GHz) U-NII (5.25-5.35 GHz) U-NII (5.725-5.825 GHz)	100 MHz 100 MHz 100 MHz	WLAN, WPBX en bâtiment Liens courts en extérieur (Réseaux de type campus) Liens longs en extérieur en point à point.
Millimeter Wave (59-64 GHz)	5 GHz	Réseaux domestiques

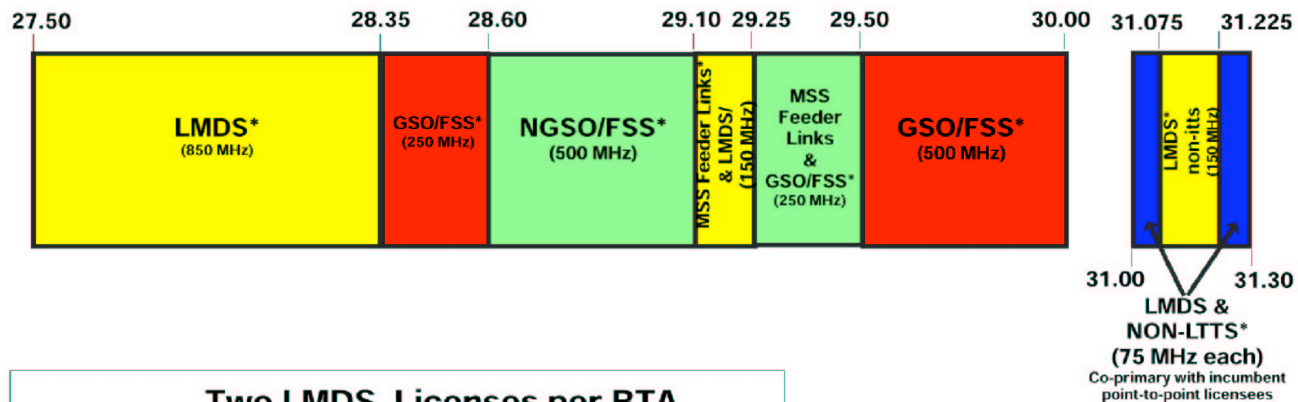
Bande sous/sans licence

Exploitation aux USA

- LMDS: licensed band for Broadband Wireless Access

LMDS Band Allocation (Local Multipoint Distribution Service)

28 & 31 GHz Band Plan



Two LMDS Licenses per BTA

Block A - 1150 MHz:		Block B - 150 MHz:	
27,500-28,350 MHz		31,000-31,075 MHz	
29,100-29,250 MHz		31,225-31,300 MHz	
31,075-31,225 MHz			

- Legend**
- **** - Primary Service
 - FSS - Fixed Satellite Service
 - GSO - Geostationary Orbit
 - NON-LTTS - Non-Local Television Transmission Service
 - MSS - Mobile Satellite Service
 - NGSO - Non-Geostationary Orbit

Bande sous/sans licence

Répartition géographique / fréquentielle

Bandes sous licence pour l'accès haut débit:

PMP Frequency Bands											
Country	10 GHz ETSI	18-24 GHz	24 GHz DEMS	26 GHz ETSI	25-27 GHz	27.5-29.5 GHz	28 GHz Like US	31 GHz	38 GHz US	38 GHz ETSI	38 GHz Other
North America											
USA			X				X	X	X		
Canada			X		X		X		X		
Asia Pacific											
Australia							X	X			
Japan		X			XU						X
Korea					XU						
Malaysia	P										
New Zealand					X						
Philippines	X	X?			X		X				
Singapore						X?	X				
Taiwan				X							X
Thailand						X					
Central & South America											
Argentina	X		X		X		X	X	X		
Bolivia							X				
Brazil	P			P							
Chile					X		X				
Colombia					X		X				
Ecuador						X					
Mexico	X			X							
Paraguay						X					
Peru						X					
Venezuela						X					

Bande sous/sans licence

Répartition géographique / fréquentielle

Bandes sous licence pour l'accès haut débit:

PMP Frequency Bands											
Country	10 GHz ETSI	18-24 GHz	24 GHz DEMS	26 GHz ETSI	25-27 GHz	27.5-29.5 GHz	28 GHz Like US	31 GHz	38 GHz US	38 GHz ETSI	38 GHz Other
Europe, Middle East, Africa											
Czechoslovakia						X					
France						T					
Germany				X							
Hungary				X							
Ireland				X							
Israel				P?							
Netherlands				X							
Norway				X							
Poland						X					
Romania							X				
South Africa						X					
Spain				X			X	X			
United Kingdom	X										

CEPT
Recommendation
for Europe of
40.5-42.5 and
42.5-43.5 GHz not
considered

WiMAX: Couche Physique

Paramètres physique

- Couverture des standards
- Couches physiques
- Duplexage
- Conception multiporteuses
- Distribution des canaux
- Modulation adaptive
- Codage adaptif

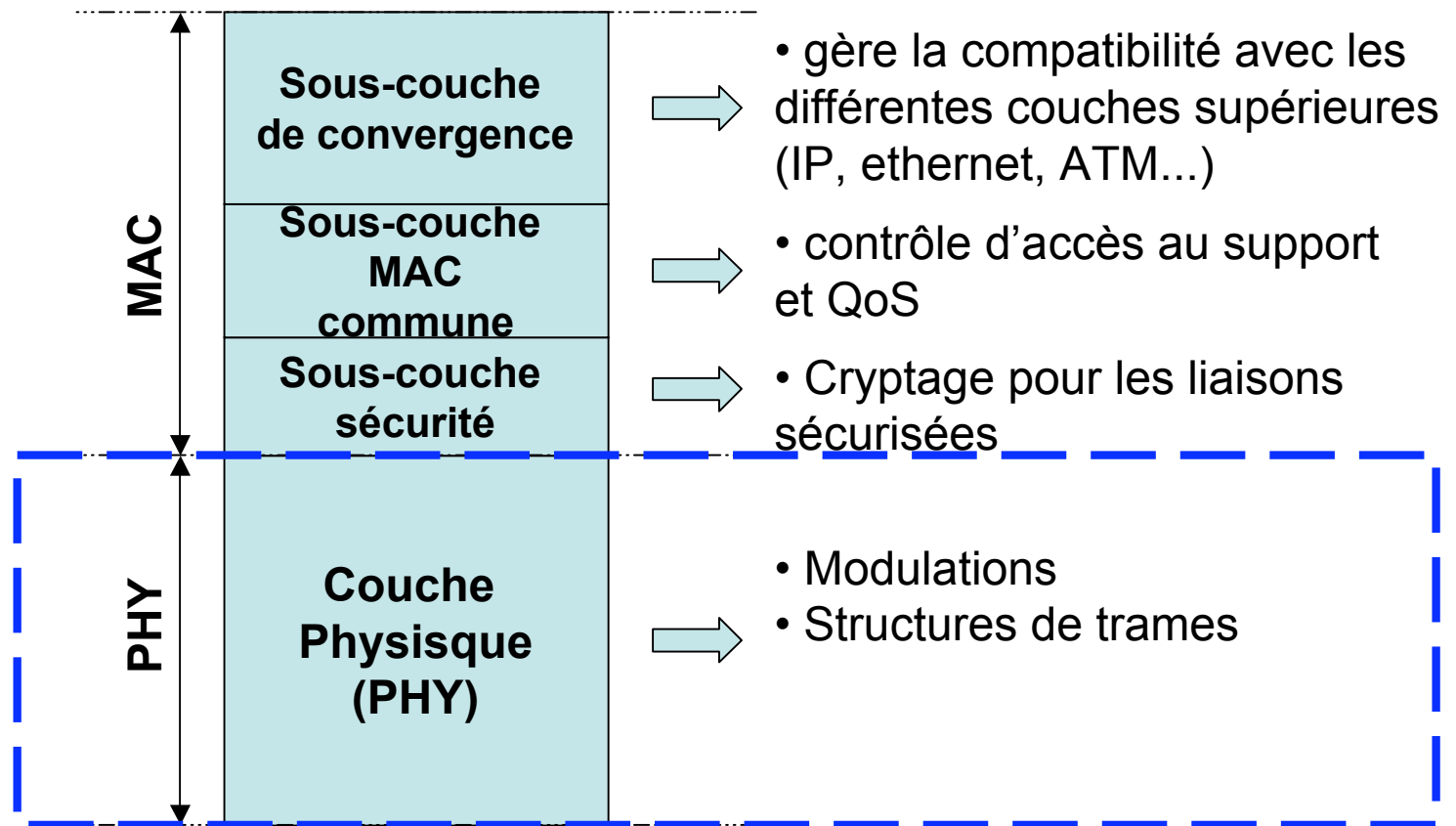
Options

- Turbo codage
- AAS
- MIMO

Trames

- Trames TDD
- Trames FDD

Couverture des standards



Couches physiques

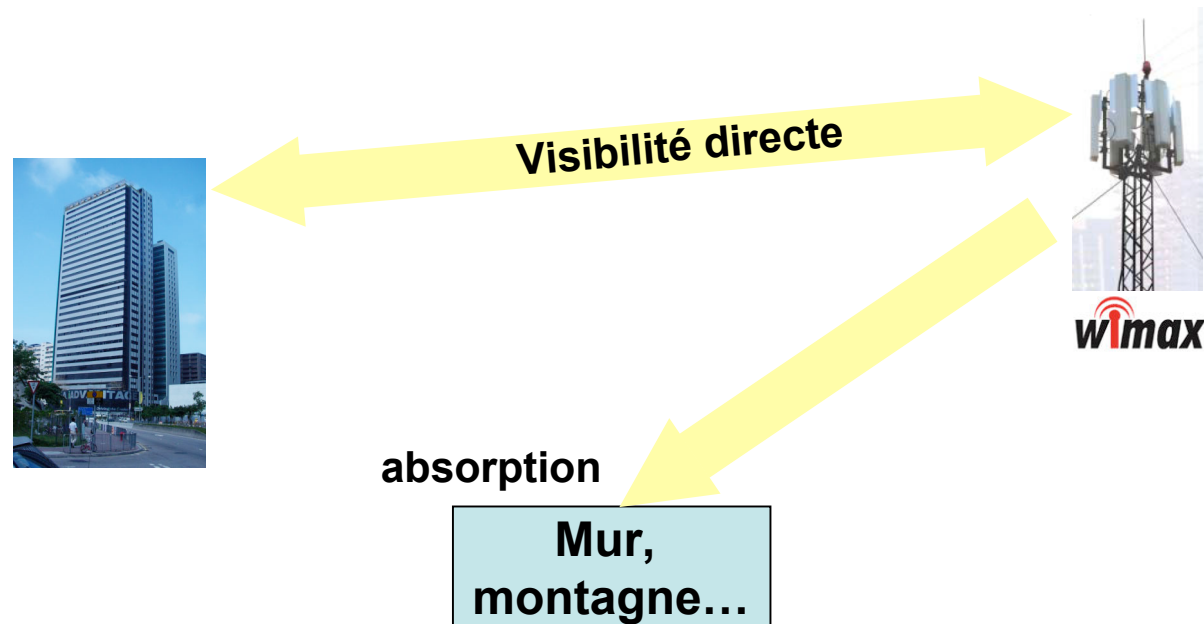
802.16 = 5 couches physiques différentes

Nom	Bande	Modulation
WirelessMAN-SC™	10 – 66 GHz	Mono-porteuse
WirelessMAN-SCa™	< 11 GHz	Mono-porteuse
WirelessMAN-OFDM™	< 11 GHz	OFDM
WirelessMAN-OFDMA	< 11 GHz	OFDM
WirelessMAN-HUMAN	< 11 GHz	OFDM/ Mono-porteuse

Couches physiques

WirelessMAN-SC™

modulation monoporteuse, bande 10-66GHz - sous licence

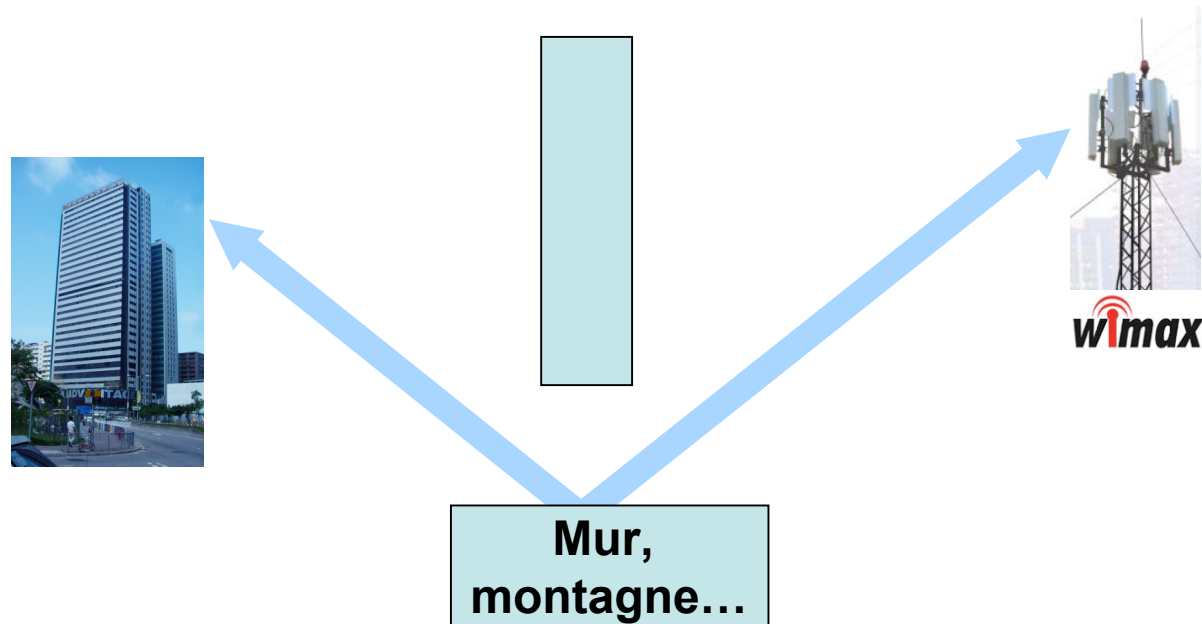


- Applications fixes
- Visibilité directe

Couches physiques

WirelessMAN-SCa™

single carrier modulation for 1-11GHz, licensed bands

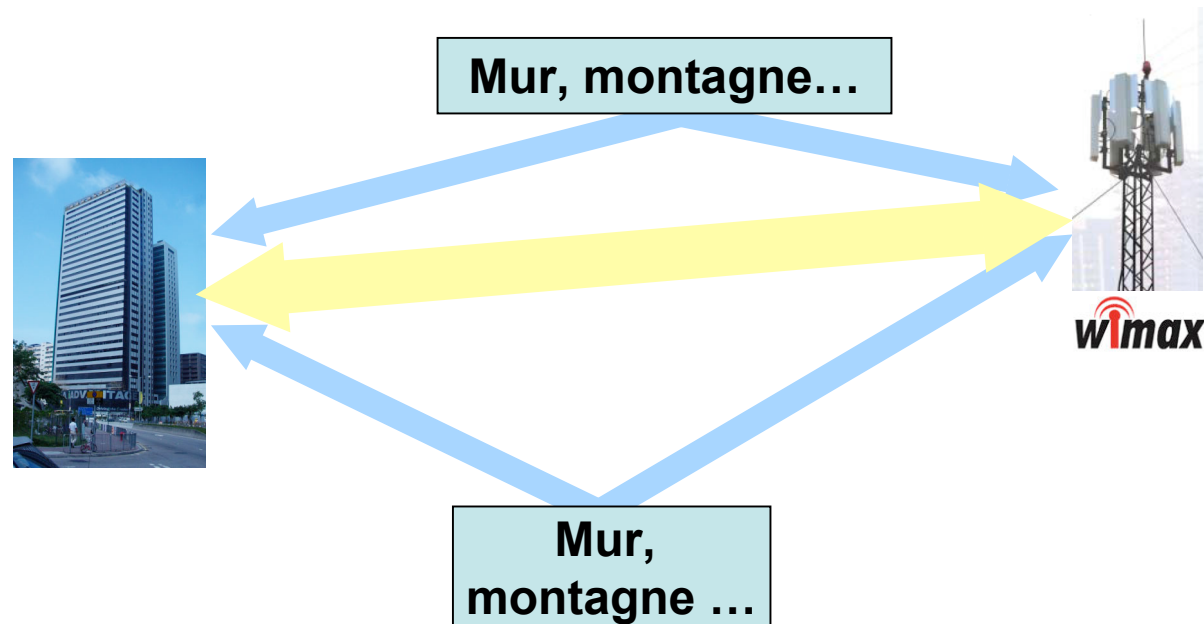


- Applications fixes
- sans visibilité directe

Couches physiques

WirelessMAN-OFDM™

OFDM pour la bande 1-11GHz, sous licence

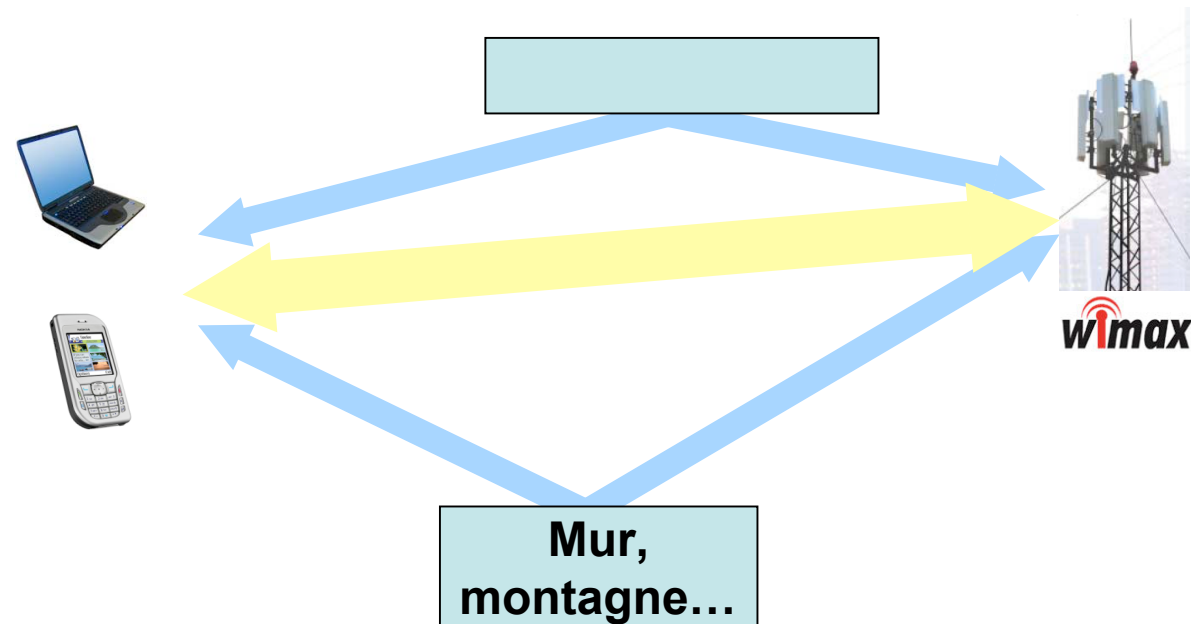


- Applications fixes
- Pas de visibilité directe
- Canal multichemins

Couches physiques

WirelessMAN-OFDMA

OFDM pour 1-11GHz, sous licence



- Applications fixes et mobiles
- Pas de visibilité directe
- Canal multichemins

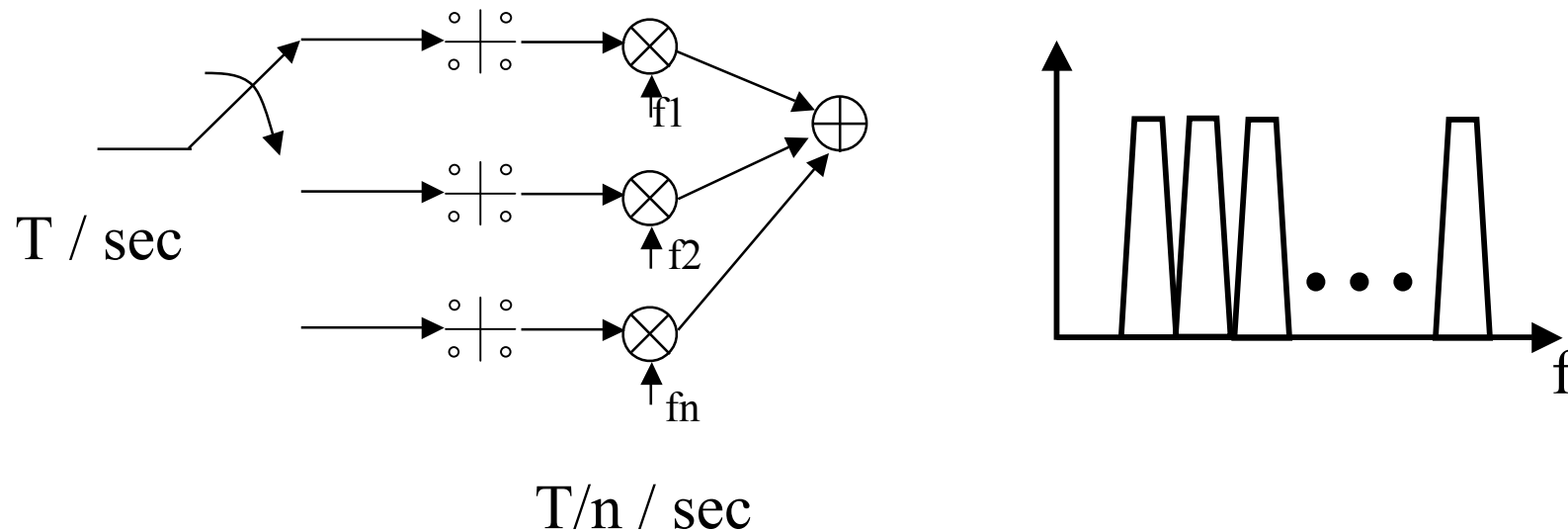
Couches physiques

Rappel : OFDM

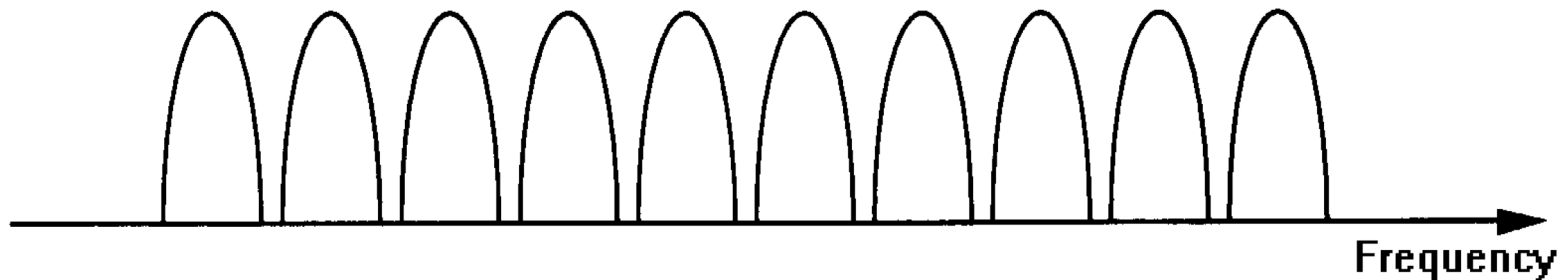
OFDM envoie N symboles

Sur N porteuses parallèles,

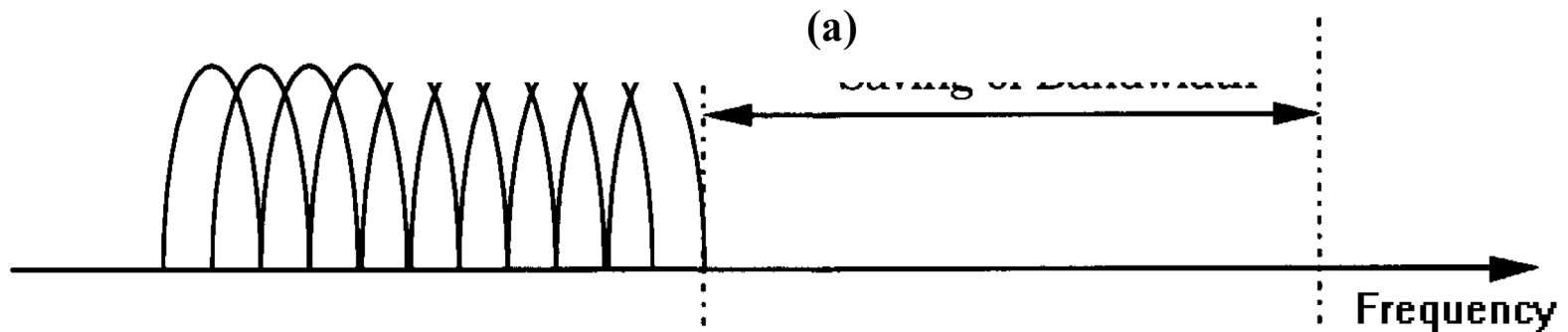
avec une durée symbole $N \cdot T_s$



OFDM : Recouvrement de spectre



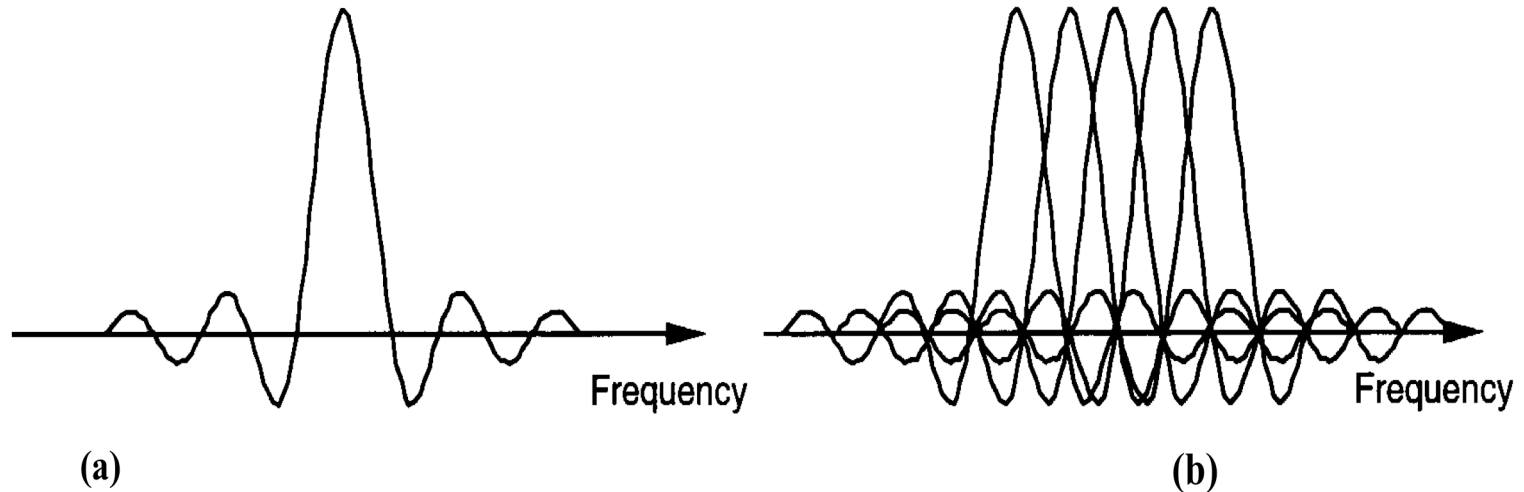
(a) Conventional Multicarrier Technique



(b) Orthogonal Multicarrier Modulation Technique

(b)

OFDM : recouvrement de spectre orthogonalement



L'orthogonalité permet d'éviter
L'interférence entre porteuses :
Choix des fréquences

$$\int_0^T \text{sinc}(f_i t) \text{sinc}(f_j t) dt = \delta_{ij}$$

OFDM : autres applications

- high-bit-rate digital subscriber lines (HDSL; 1.6 Mbps),
- asymmetric digital subscriber lines (ADSL; --> 6 Mbps),
- very-high-speed digital subscriber lines (VDSL; 100 Mbps),
- digital audio broadcasting (DAB),
- high definition television (HDTV)
- WLAN (6-54Mbps) (IEEE802.11a/g, Hiperlan/2)

Avantages de l'OFDM

- OFDM permet de combattre le canal multichemins
A faible COUT (implementation)
- OFDM permet un adaptation de débit par porteuse :
le débit AUGMENTE avec le SNR
SUR CHAQUE porteuse
- OFDM est robuste contre l'interférence à bande étroite,
L'interférence n'affecte qu'une partie des porteuses.

Paramètres de conception d'un système OFDM

- Nombre de sous-porteuses,
- Temps de garde,
- Durée symbole,
- Espacement entre sous-porteuses,
- modulation par sous-porteuse,
- Type de codage correcteur d'erreur

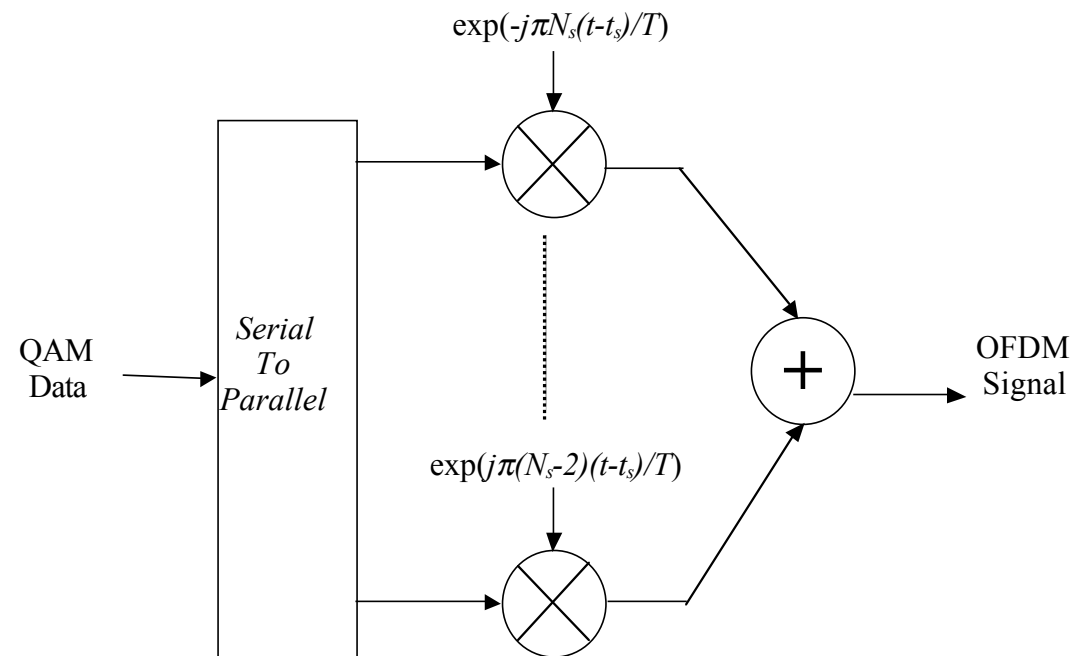
Paramètres en fonction de

- La largeur de bande,
- Le débit désiré,
- Le canal
 - Delai maximum
 - Valeur du Doppler (vitesse du mobile)

OFDM

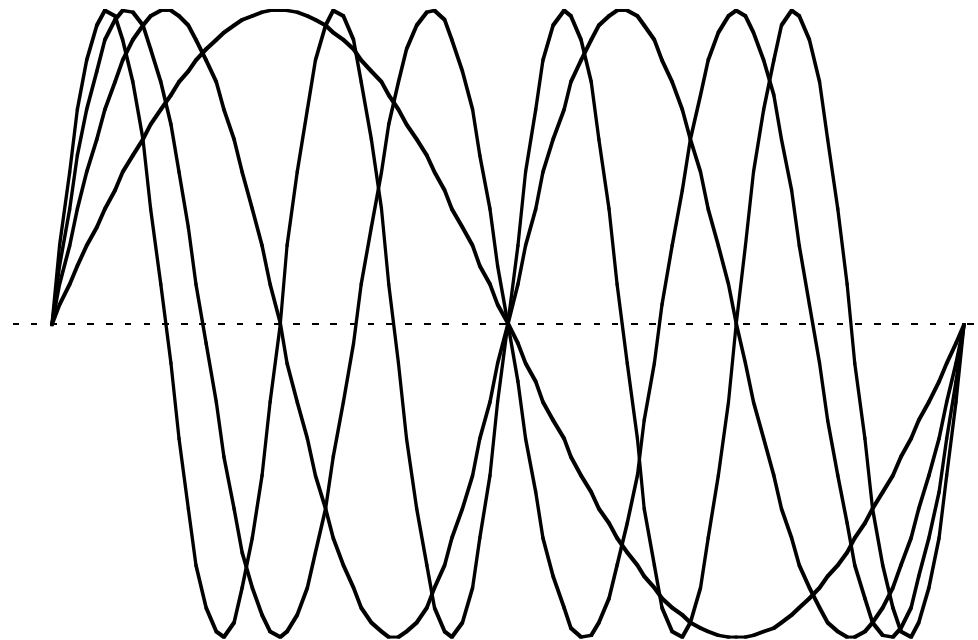
implémentation par IFFT

- OFDM : somme de sous-porteuses modulées (en PSK-QAM)



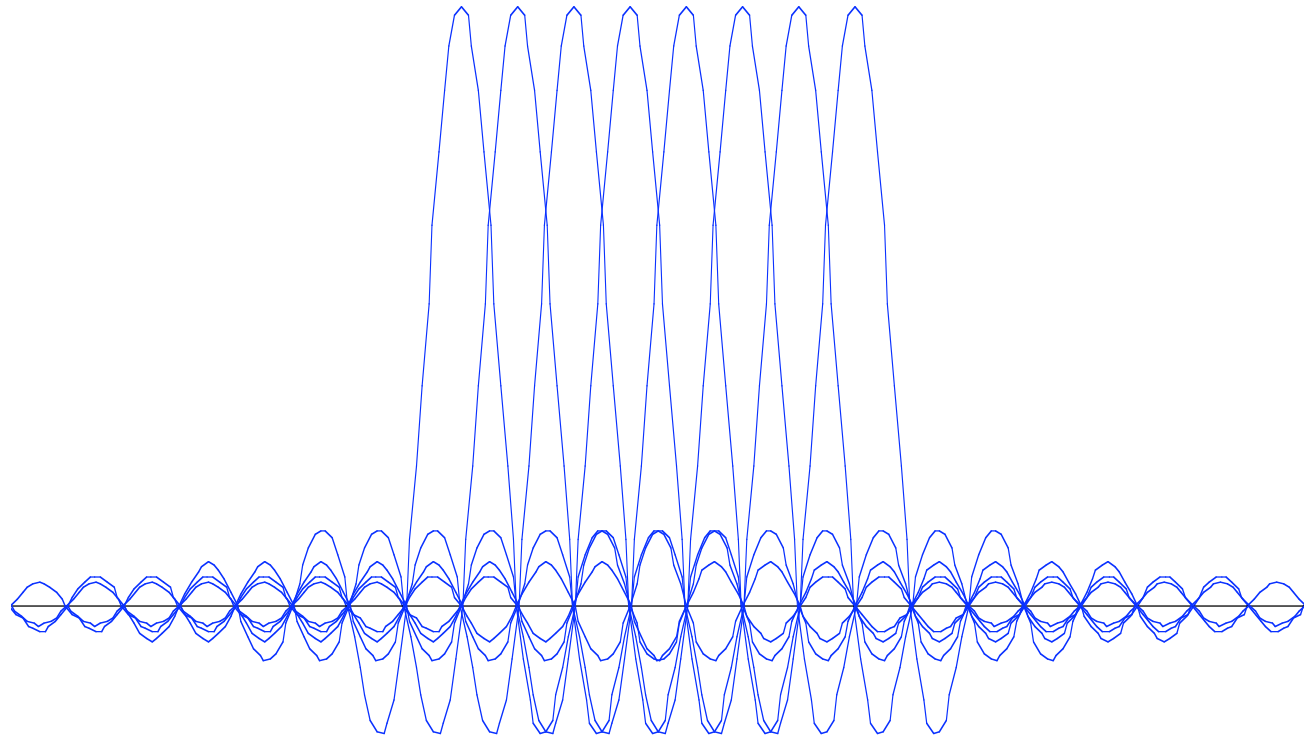
Modulateur OFDM

OFDM : vue temporelle

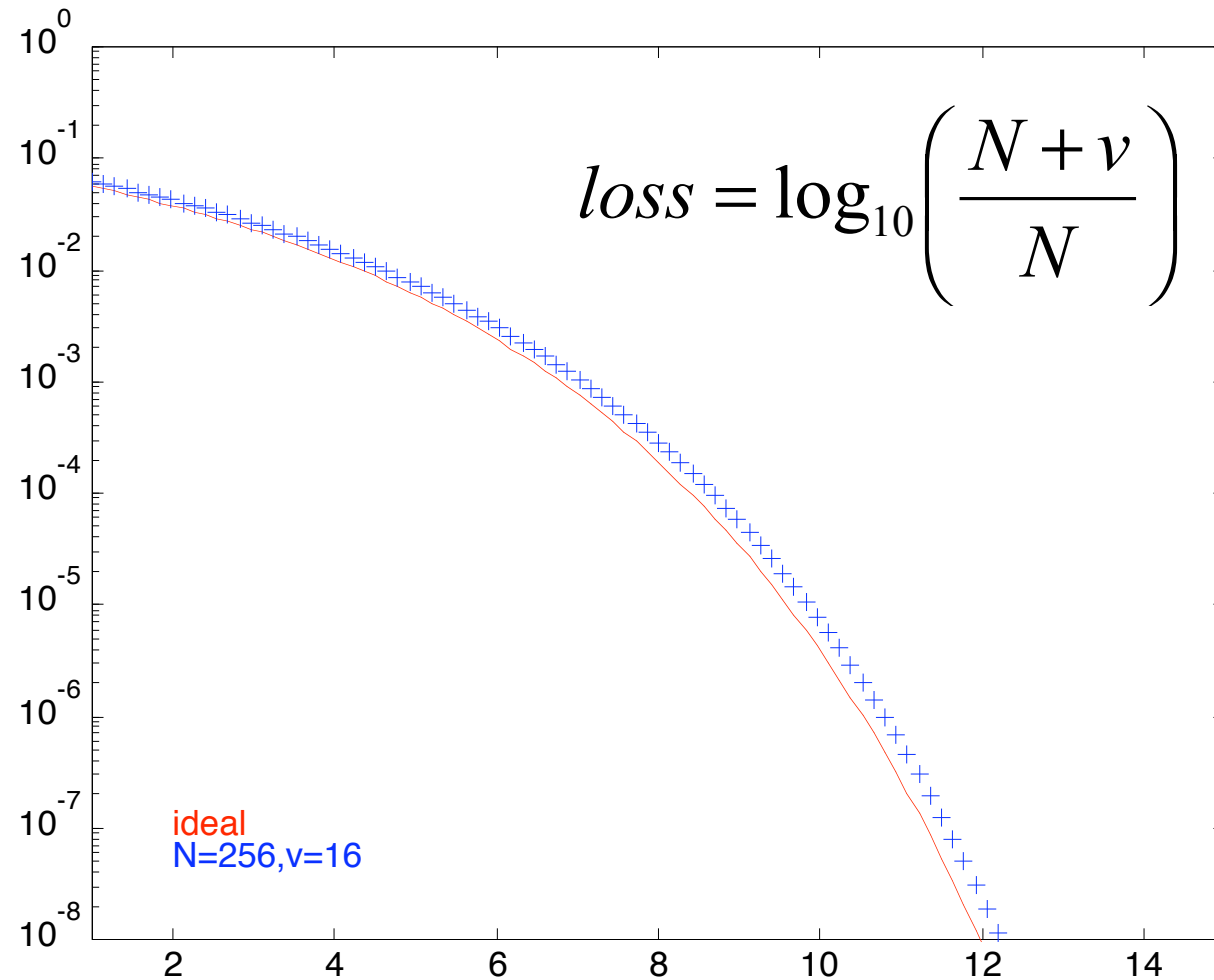


Exemple de 4 sous-porteuses dans un symbole OFDM.

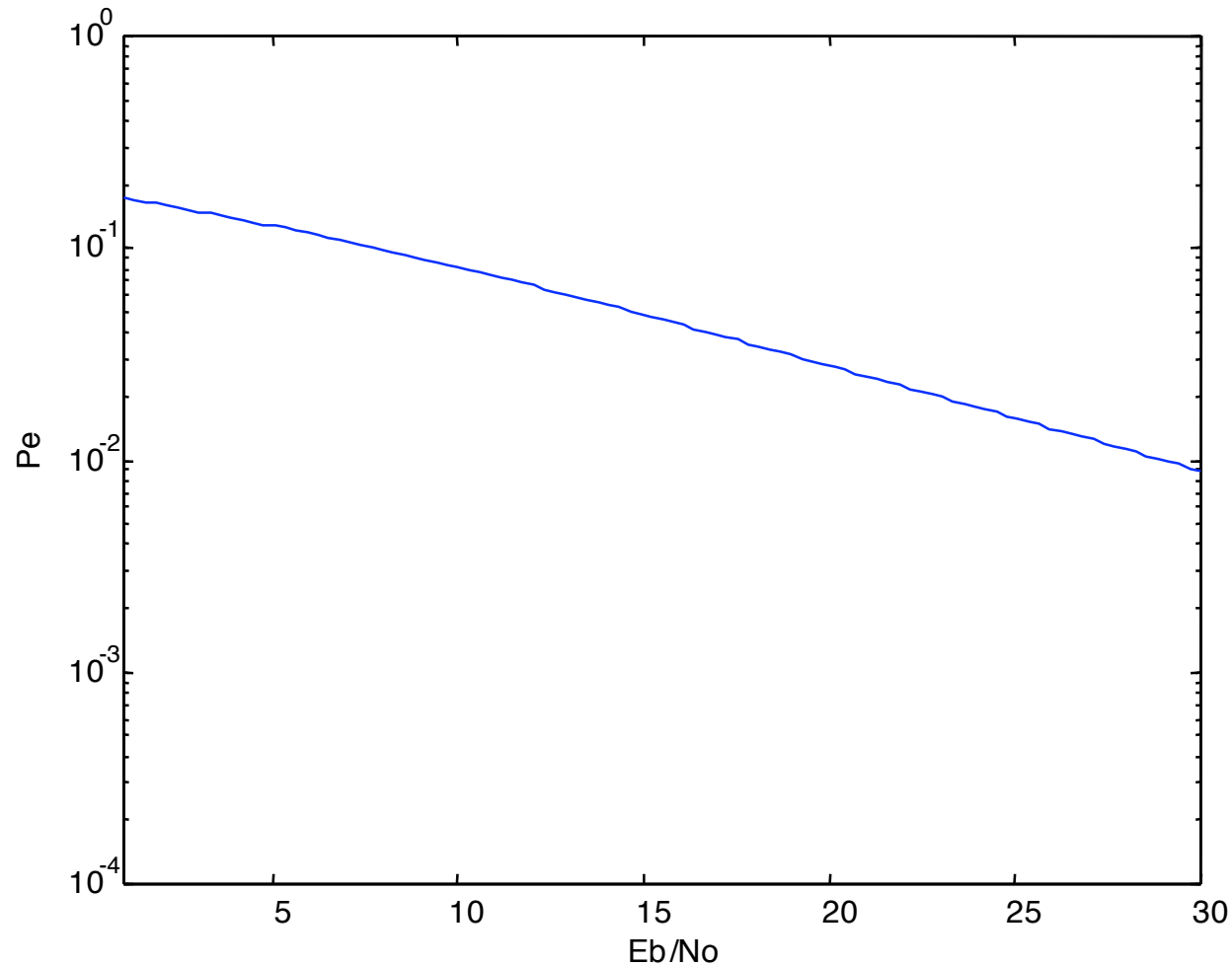
OFDM : vue spectrale lien avec Nyquist



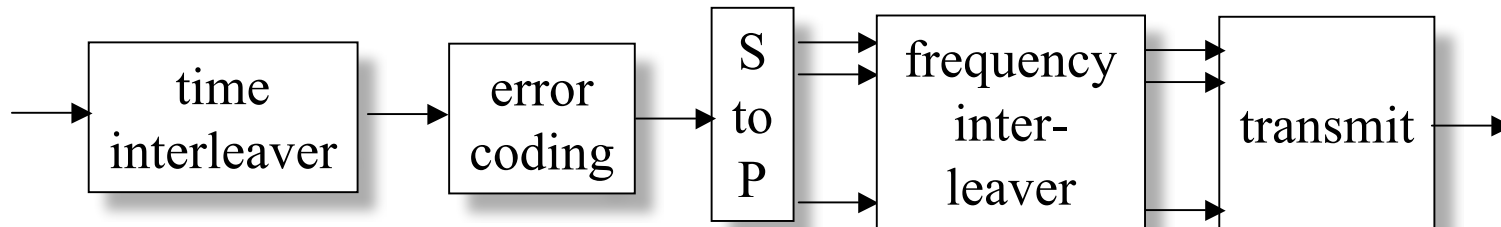
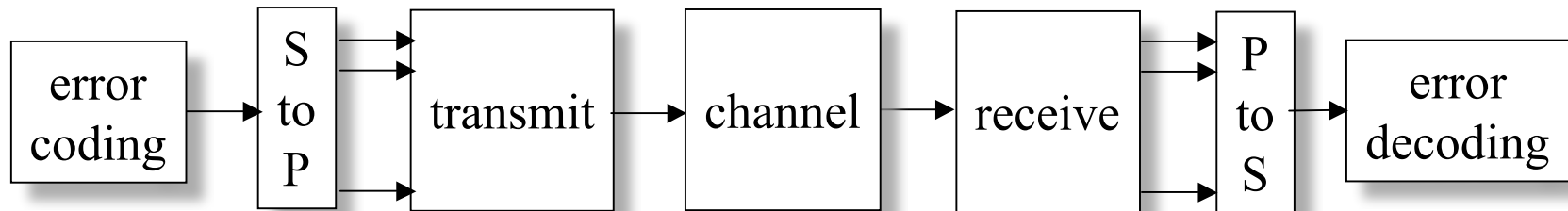
OFDM Performance en canal BBAG



OFDM performance en canal de Rayleigh



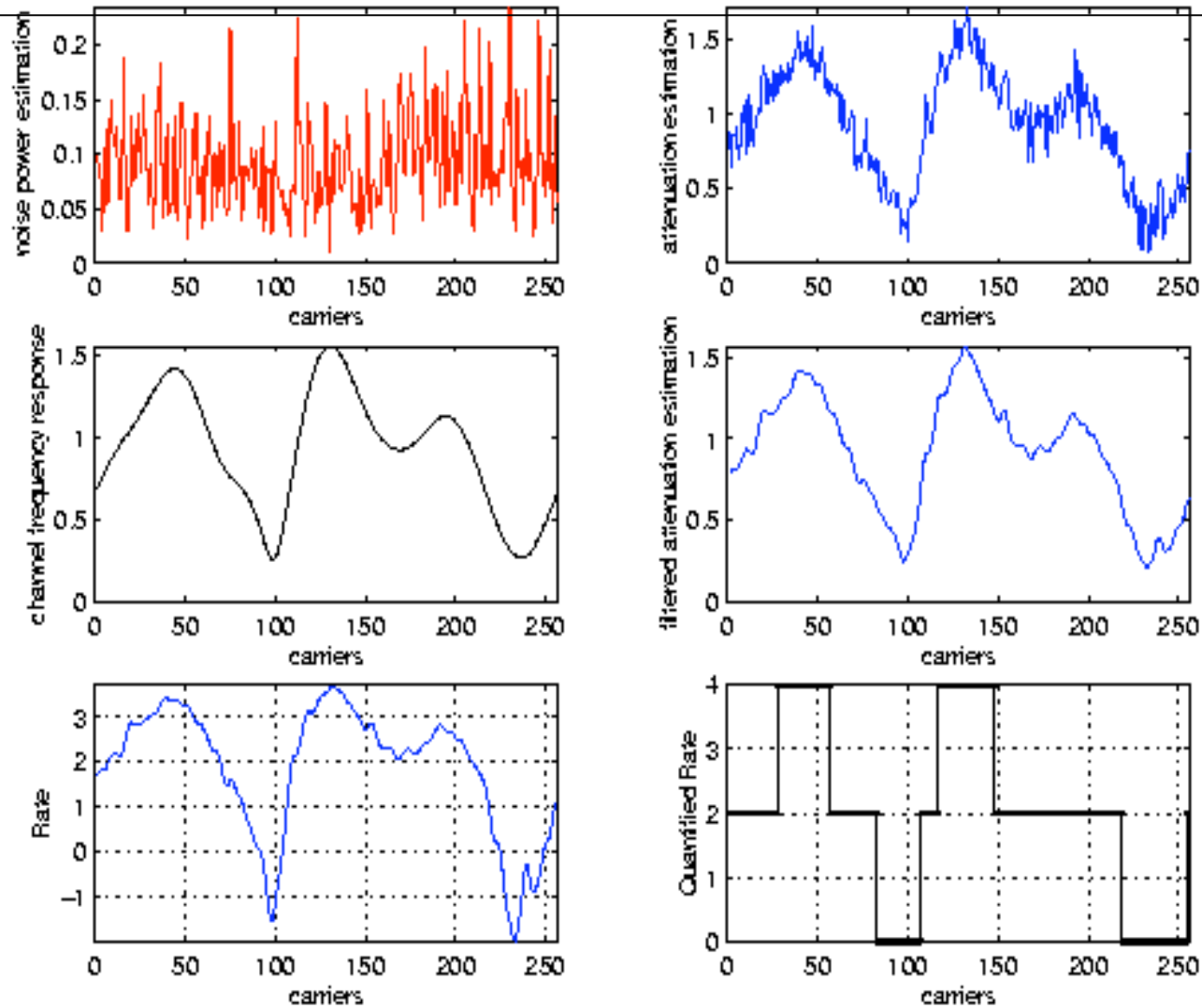
OFDM Codé et entrelacé



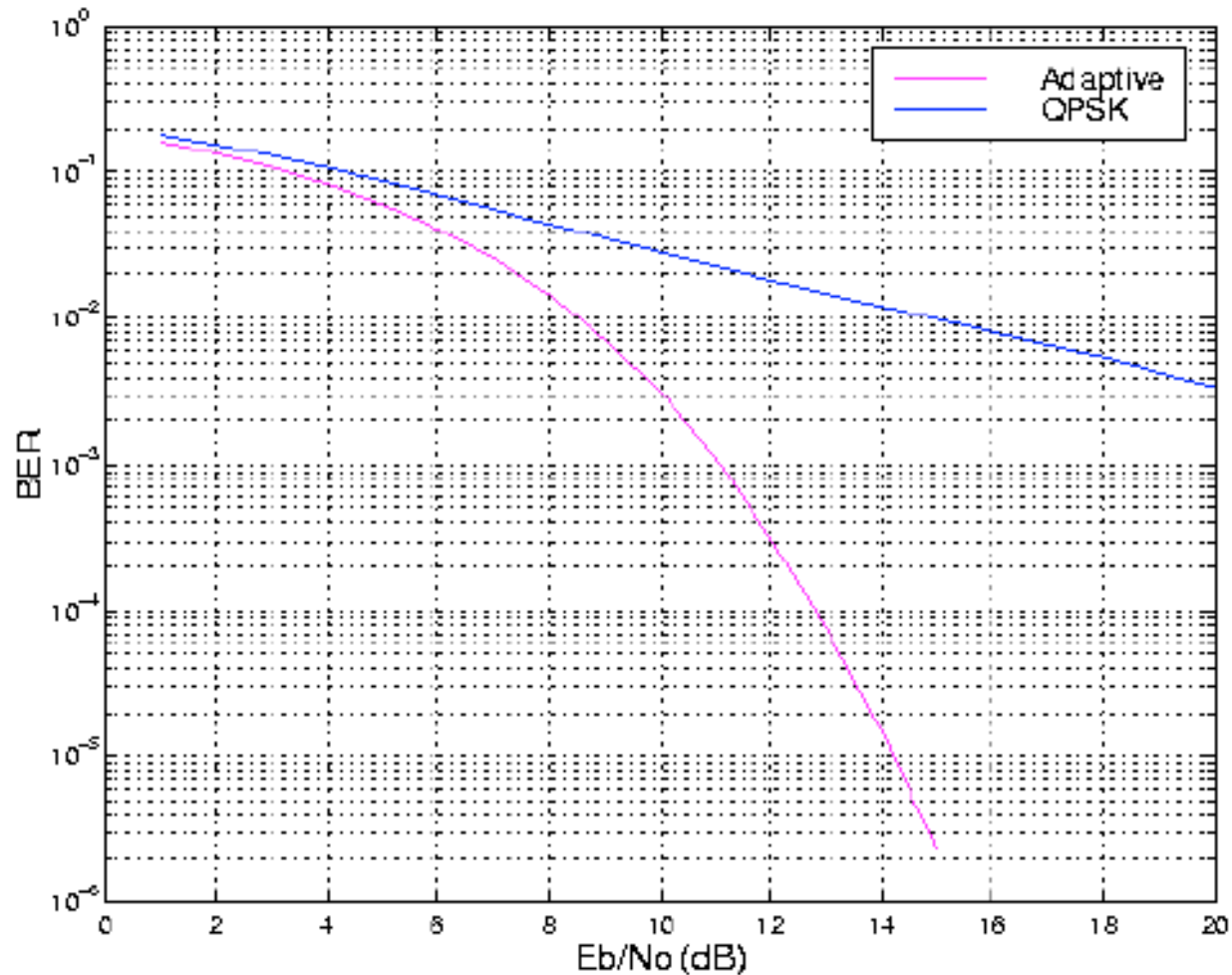
Principe du débit adaptatif

- Estimer l'atténuation et le bruit par porteuse.
- Adapter la puissance et le type de modulation.
- Atteint la capacité (si le principe de “waterfilling” en temps et fréquence est adopté).

Débit adaptatif : Operation



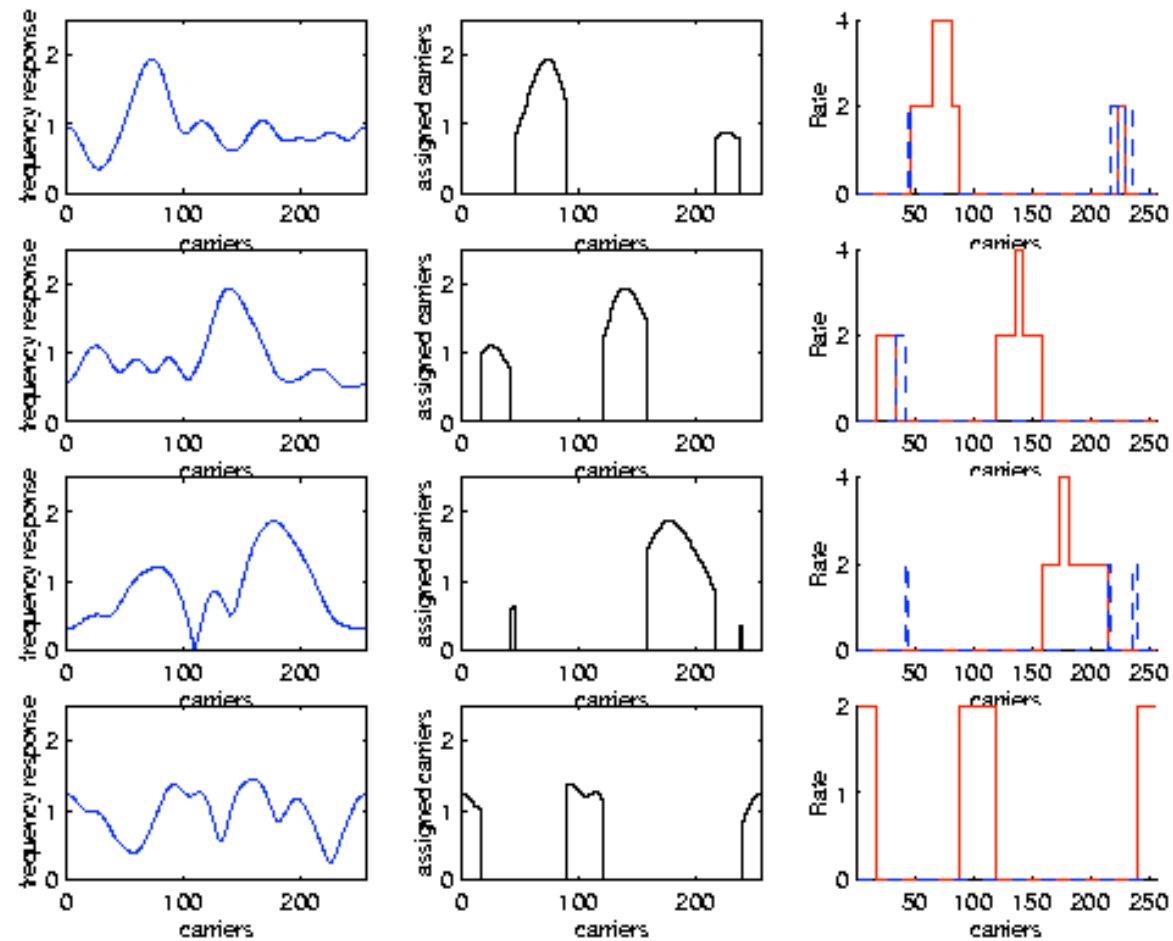
Débit adaptatif : Performance



Débit adaptatif et OFDMA (OFDM Multiple Access)

- Estimer, pour chaque utilisateur, la puissance et le bruit.
- Assigner les porteuses aux utilisateurs selon le SNR.
- Adapter la puissance et le débit en fonction du SNR.

Fonctionnement



Couches physiques

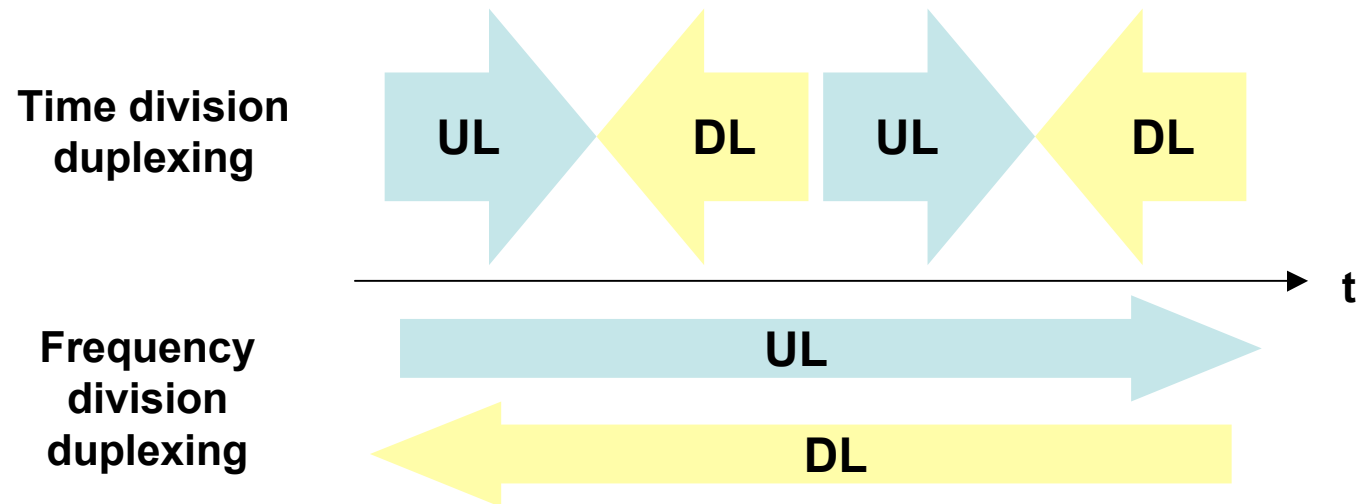
Avantages de l'OFDMA

- **Moyennage de l'interférence des cellules avoisinantes** - Utilisation de permutation de porteuses différentes entre utilisateurs de différentes cellules
- **Interférence dans la cellule moyennée** par l'utilisation d'une allocation avec des permutations cycliques.
- Permet l'utilisation de **diversité spatiale** en utilisant la diversité d'antenne à la station de base et au terminal
- permet la **modulation adaptative** pour chaque utilisateur (QPSK, 16QAM, 64QAM).
- Permet l'utilisation de **diversité fréquentielle** en étalant les porteuses sur l'ensemble du spectre
- Permet l'utilisation de **diversité temporelle** en entrelaçant les groupes de porteuses dans le temps

Duplexage

Time/Frequency Division Duplexing

Toutes les couches physiques utilisent le duplexage temporel (Time Division Duplexing : TDD) et fréquentielle (Frequency Division Duplexing : FDD)



UL: upload - voie montante

DL: doanload - voie descendante

Duplexage

FDD / TDD

	TDD	FDD
Avantages	<ul style="list-style-type: none">•Flexibilité (pas de spectre pairé)•Plus facile à combiner avec les antennes adaptatives•Asymétrique	<ul style="list-style-type: none">•Technologie éprouvée en vocal•Prévu pour le trafic symétrique•Pas besoin de temps de garde
Désavantages	<ul style="list-style-type: none">•Pas de vrai full duplex•Interférence UL/DL => synchronisation de toutes les MS	<ul style="list-style-type: none">•Nécessite un spectre pairé•Bandes avec licence (+ souvent)•Coût élevé pour l'achat du spectre
Utilisation	<ul style="list-style-type: none">•“Bursty”, applications assymétriques (données)•Environnements avec des types de trafic différents•Efficacité radio plus importante que le coût	<ul style="list-style-type: none">•Environnement avec un trafic prédictible•Coût d'équipement plus important que l'efficacité RF

Conception multiporteuse

Couche physique OFDMA

- Supporte la mobilité
- En cours de modification par le Task group e (802.16e): Inclut la modularité et la mobilité



Importance commerciale

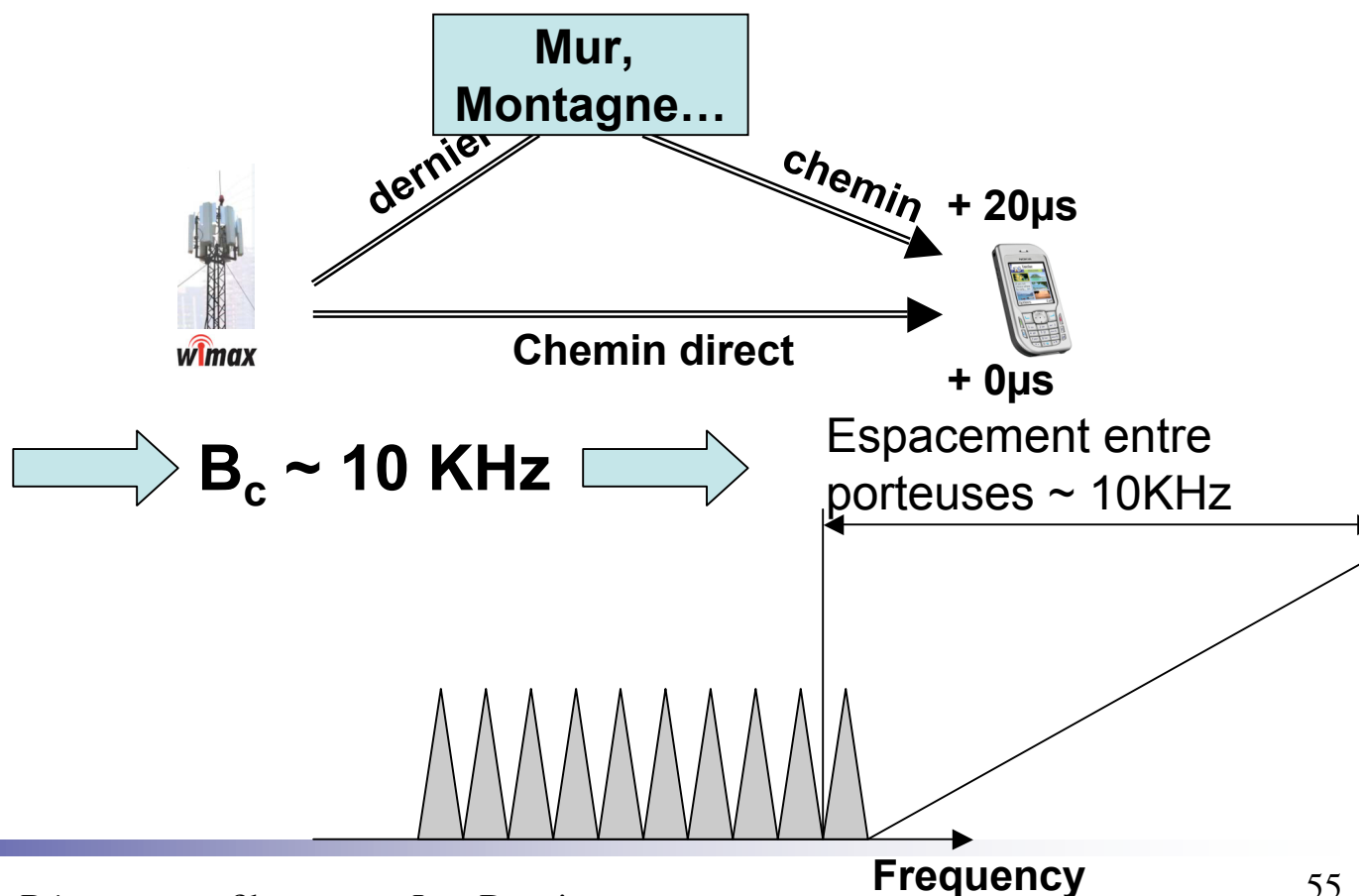
Caractéristiques clé:

- modularité
- notion de sous-canaux

Conception multiporteuses

Canal multichemins

Cas le pire: delay spread de $20\mu\text{s}$ à $3,5\text{GHz}$



Conception multiporteuses

Mobilité / Etalement Doppler

Système conçu pour les vitesses véhiculaires : 125km/h



Pédestre



Autoroute



TGV

PERFORMANCE

Doppler Maximum à 3.5GHz: **700Hz**

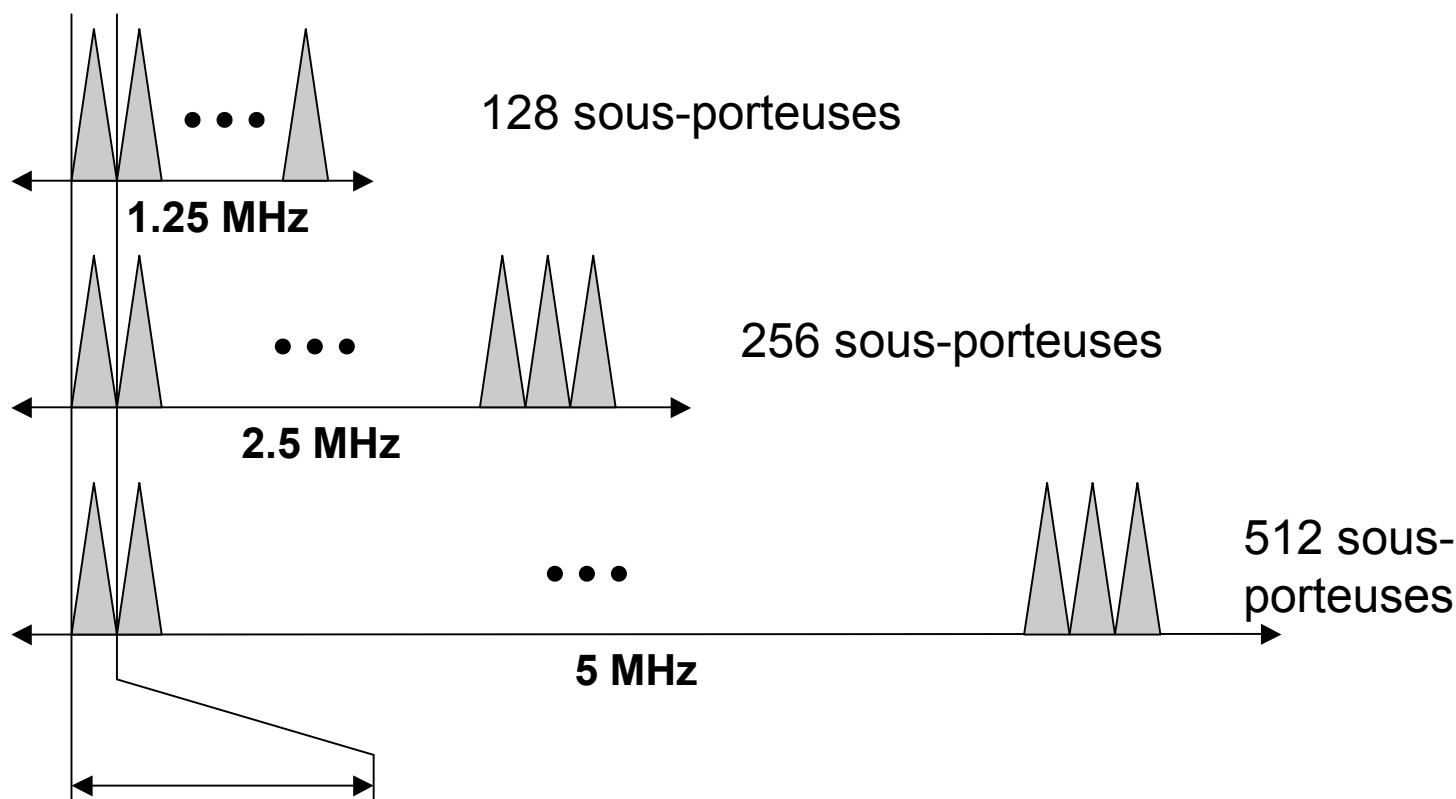


Interférence entre sous-porteuses limitée à **-27dB**

Conception multiporteuses

Modularité

Possibilité d'adapter le nombre de sous-porteuses à la largeur de bande



~10 KHz:

La modularité permet de garder l'espacement entre porteuses constant

Conception multiporteuses

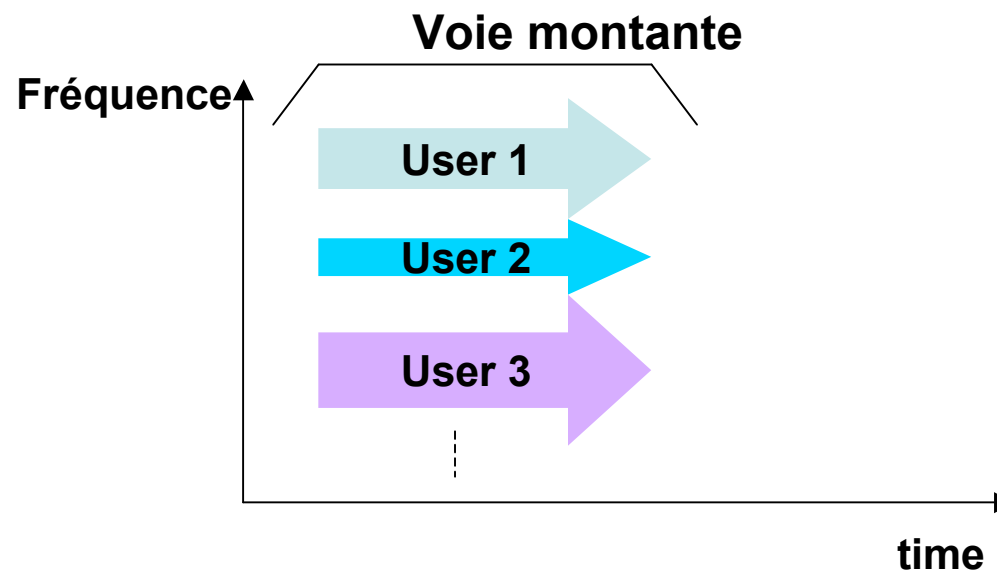
Paramètres de modularité

Paramètres	valeurs				
Largeur de bande (MHz)	1.429	2.857	5.714	11.429	22.857
Période d'échantillonnage (ns)	700	350	175	88	44
Taille de la FFT	128	256	512	1024	2048
Espacement entre sous-porteuses	11.16 Hz				
Temps symbole (utile)	89.6 μs				
Temps de garde	11.2 μs				
Temps symbole (total)	100.8 μs				

Distribution des sous-canaux

Sous-canaux

- les stations de base utilisent plusieurs canaux en voie montante pour différents utilisateurs



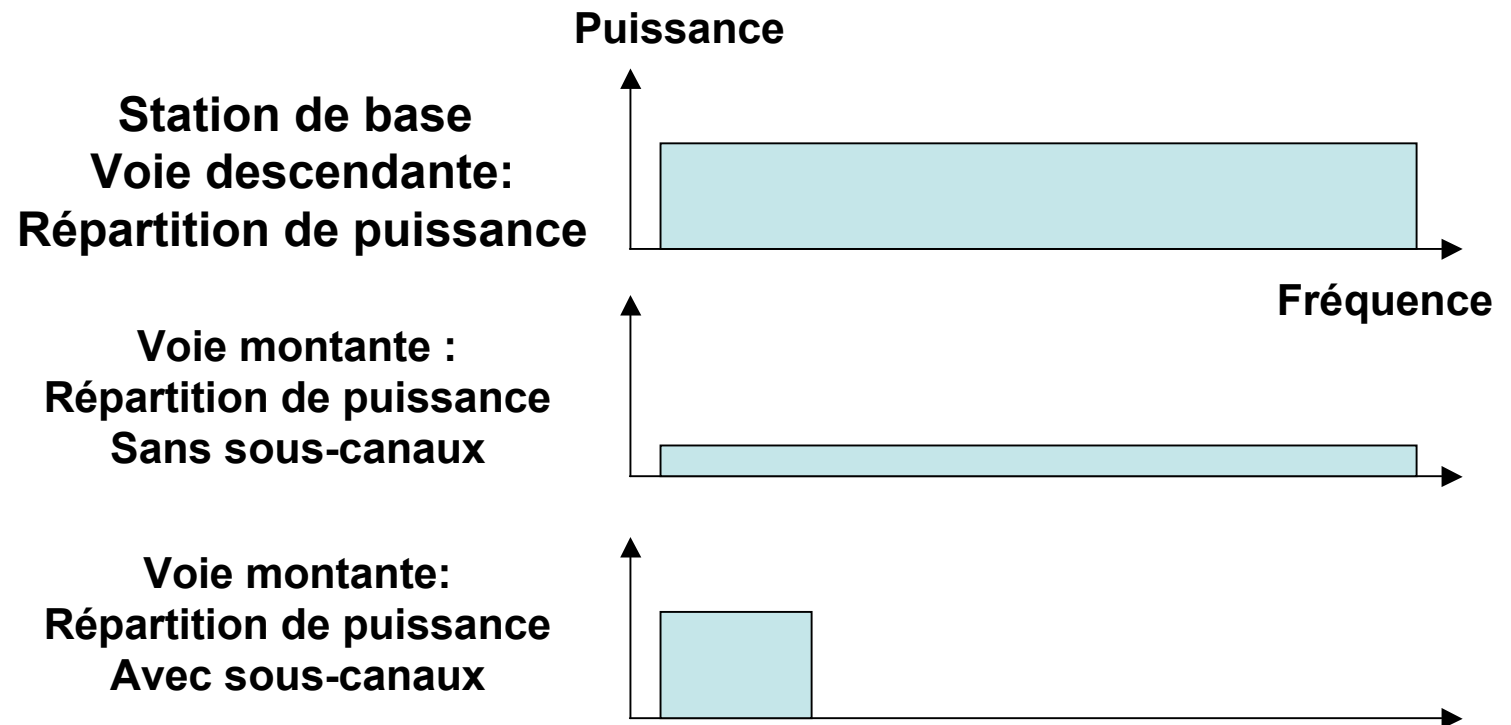
- Le **sous-canal** est la plus petite unité de bande allouée.

Le sous-canal est fixe et indépendant de la largeur de bande.

Distribution des sous-canaux

Sous-canaux

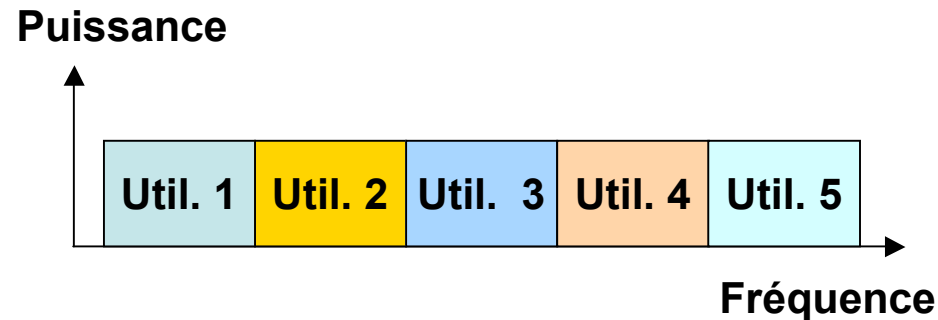
- Meilleure répartition de puissance



Distribution des sous-canaux

Sous-canaux

- Puissance élevée émise simultanément par différents utilisateurs



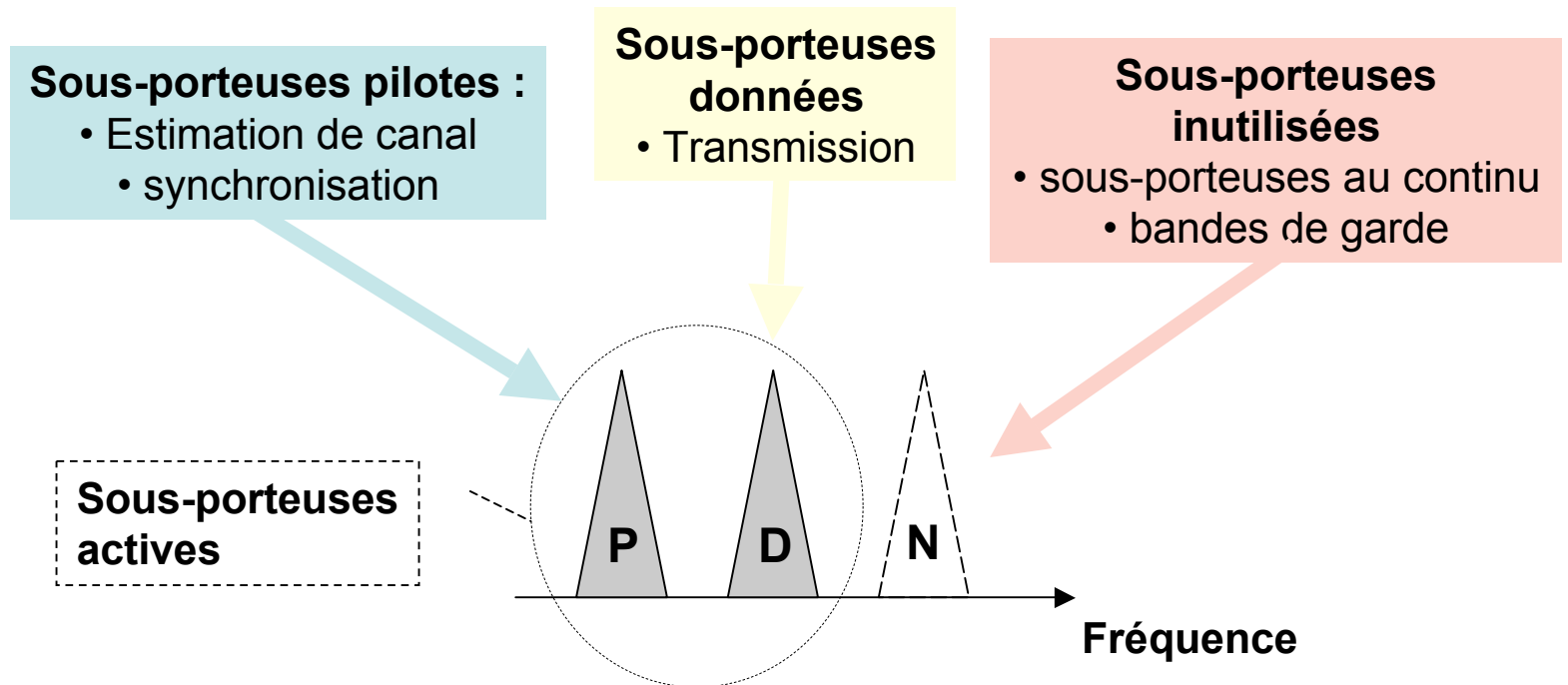
Répartition de puissance en voie montante

- Distances plus grandes
- permet la mobilité: Petits émetteurs/récepteurs



Distribution des sous-canaux

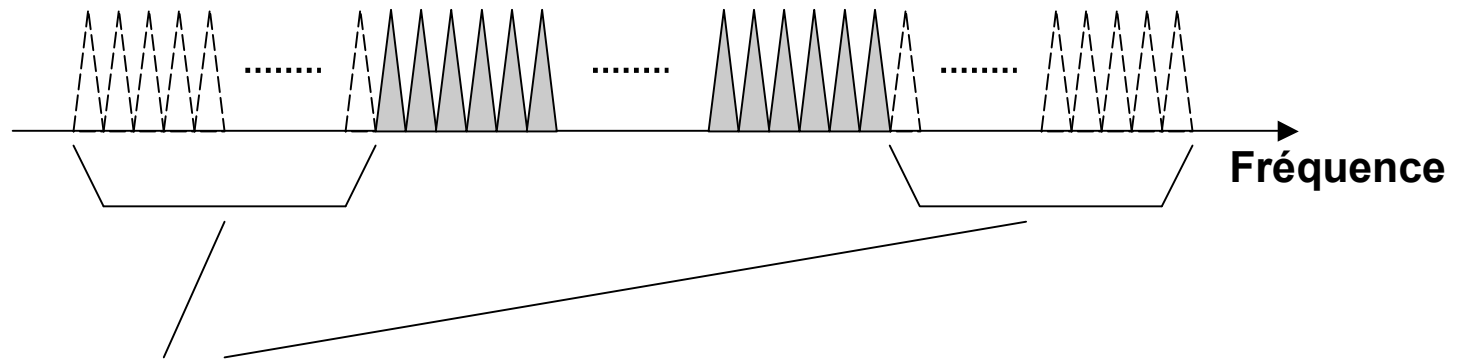
Sous-porteuses



Sous-canal: groupe de sous-porteuses actives

Distribution des sous-canaux

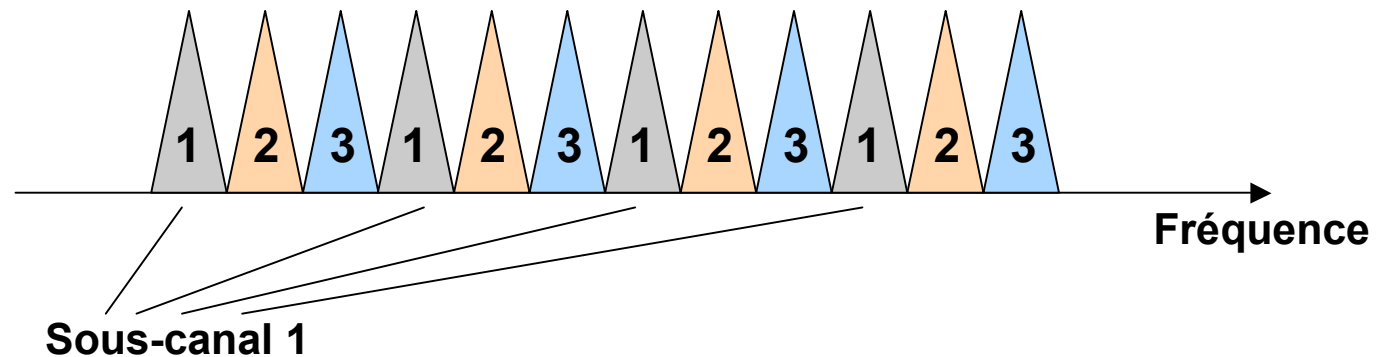
Bandes de garde



- **bandes de garde** au bord de la bande totale
- **bandes de garde** au bord des sous-canaux
- la bande de garde totale peut couvrir de 15% à 30% de la largeur de bande totale

Distribution des sous-bandes

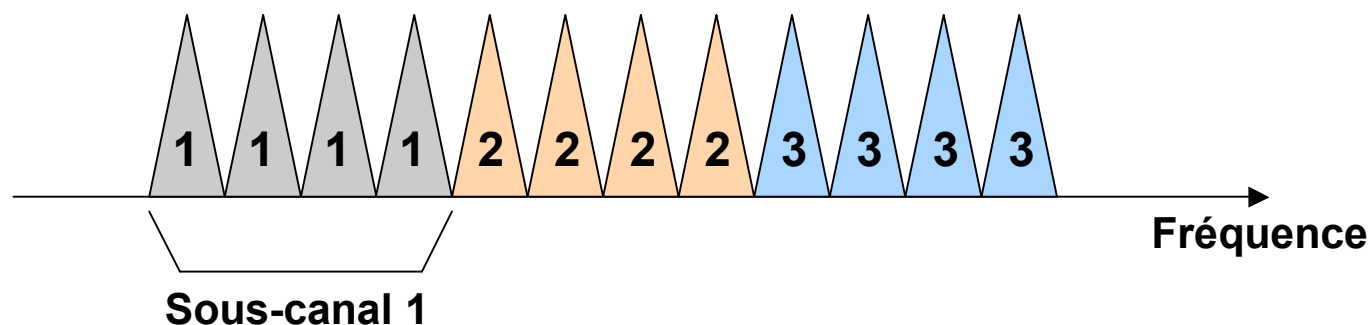
Configuration des sous-canaux « distribués »



- Pas d'interférence entre sous-porteuses d'un même sous-canal
- Bonnes performances en environnement avec Doppler élevé : mobilité
- Diversité fréquentielle élevée (canaux dits de diversité)

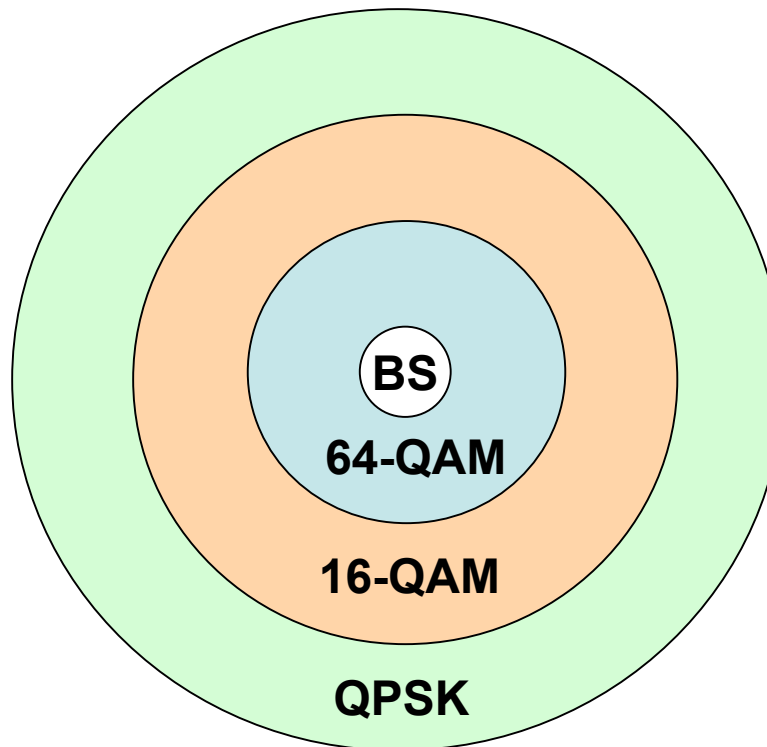
Distribution de sous-canaux

Configuration de sous-canaux - porteuses adjacentes



- Estimation de canal plus facile, utilisation de modulation adaptative
- feedback rapide : Peut assigner rapidement un type de modulation et de code.

Modulation Adaptative



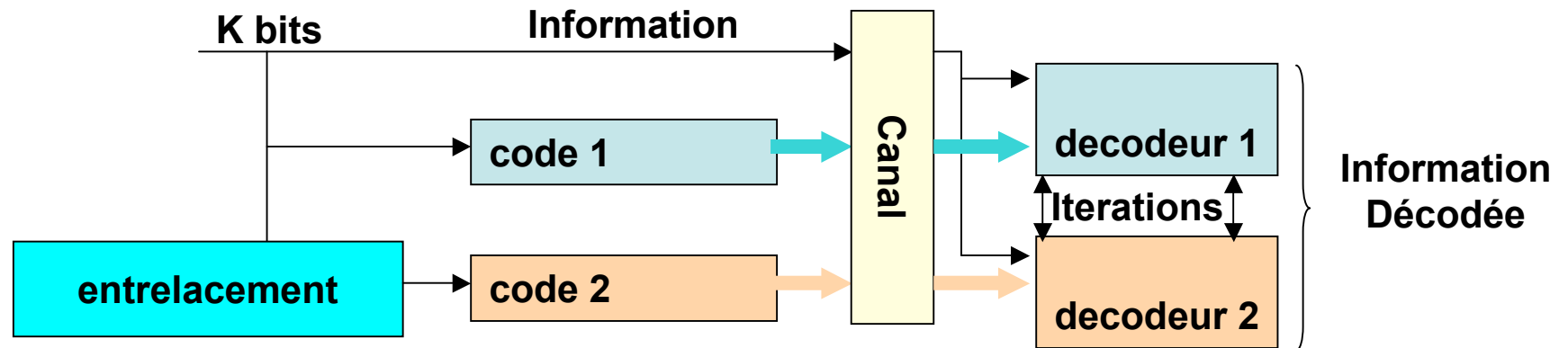
- SNR élevé → modulation d'ordre élevé (64-QAM)
- SNR faible → modulation d'ordre faible (QPSK)

Codage Adaptatif

- différents taux de codage pour différentes modulations

Modulation	Taux de codage	Bloc original
QPSK	1/2	1/2
	3/4	3/4
16-QAM	1/2	1/2
	3/4	3/4
64-QAM	1/2	1/2
	2/3	2/3
	3/4	3/4

Optionnel : Turbo Codage

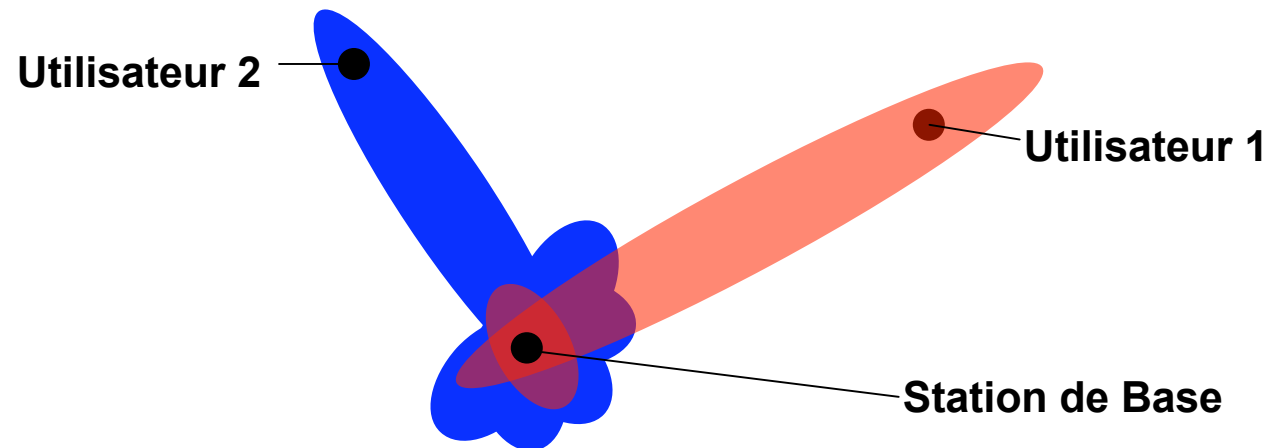


- Deux codes courts plutôt qu'un code long
- l'entrelaceur rend les deux codes indépendants
- décodage itératif
- gain en complexité : deux décodeurs simples
- gain en performance : proche de la limite de Shannon

AAS - antennes intelligentes

Advanced Antenna Systems

Illustration spatiale

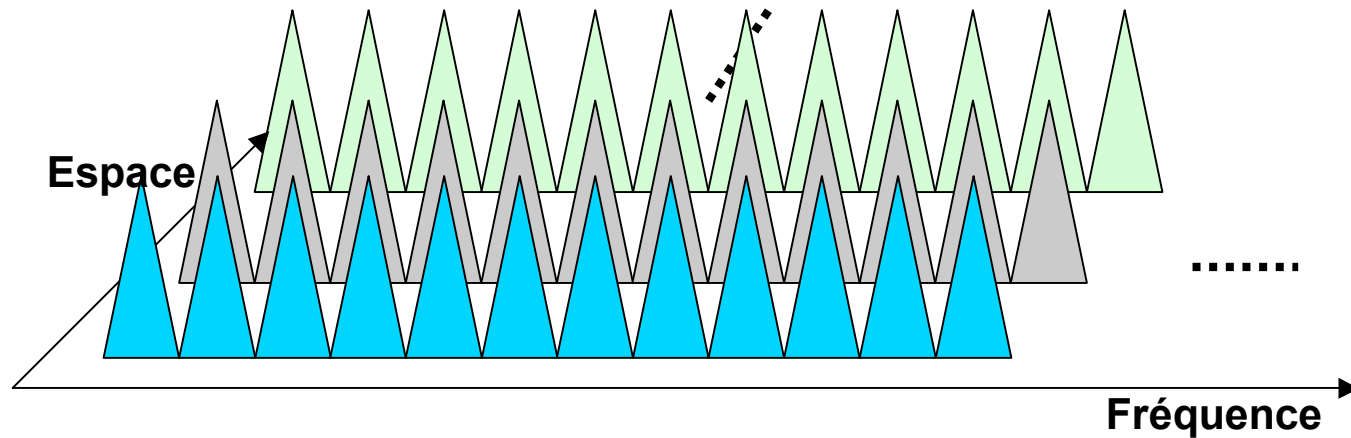


- **SDMA: Space Division Multiple Access** (Accès multiple par répartition spatiale)
- principe: différents utilisateurs accèdent au même canal (même temps, fréquence, code) avec une signature spatiale différente.

AAS - Antennes intelligentes

Advanced Antenna Systems

SDMA: augmente le nombre de canaux

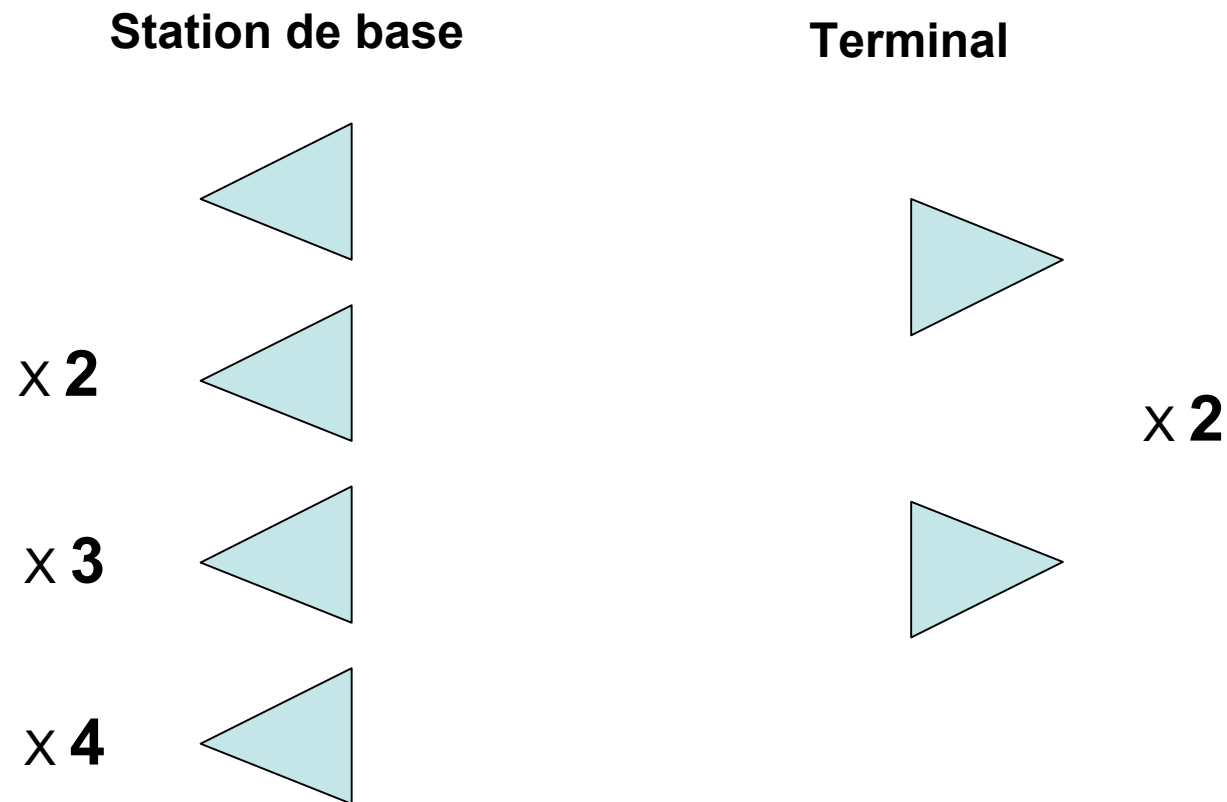


**Augmente
considérablement le
nombre de canaux**

MIMO

Multi Input Multi Output

Antennes multiples à l'émetteur et au récepteur:

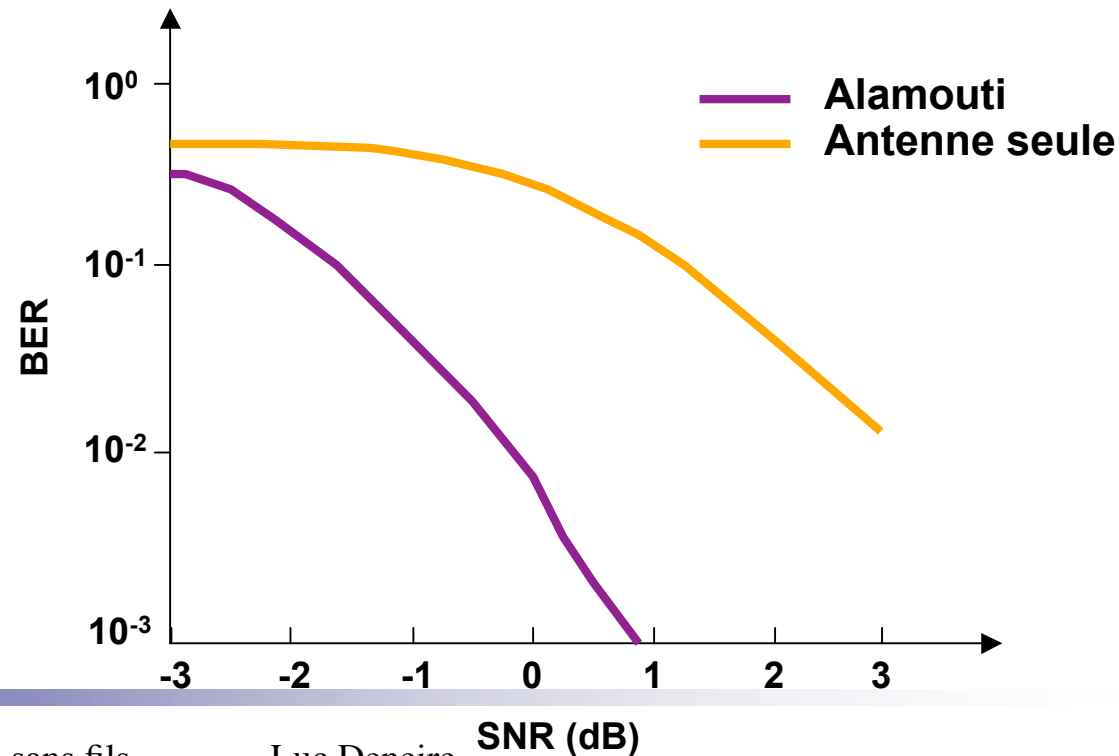


MIMO

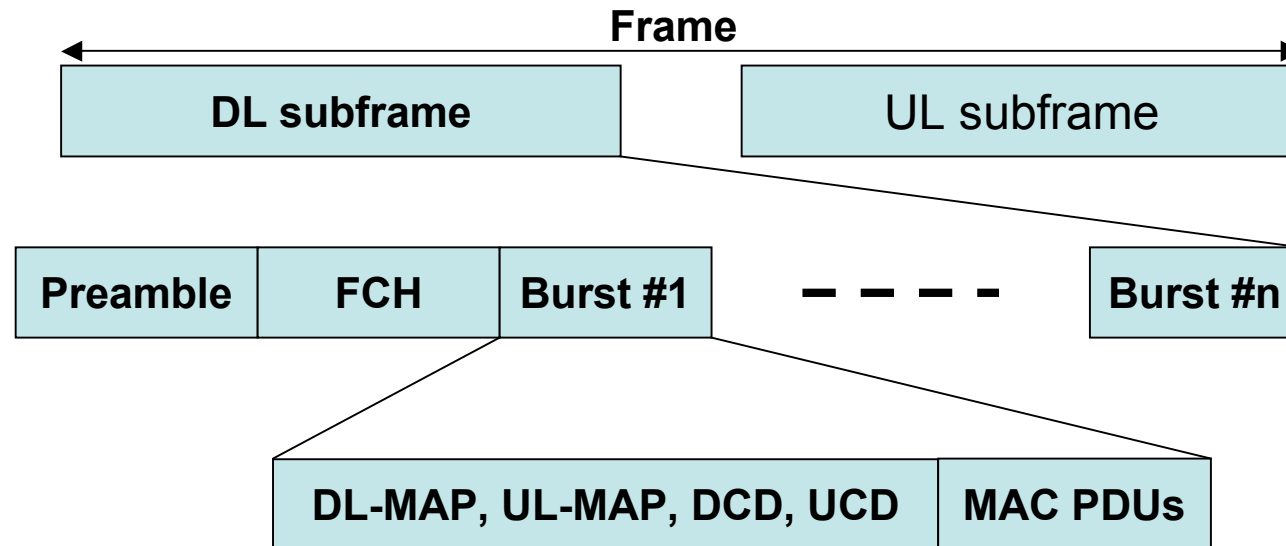
Multi Input Multi Output

Alamouti : diversité

- OFDM, BPSK
- 256 sous-porteuses
- largeur de bande: 3.5 MHz

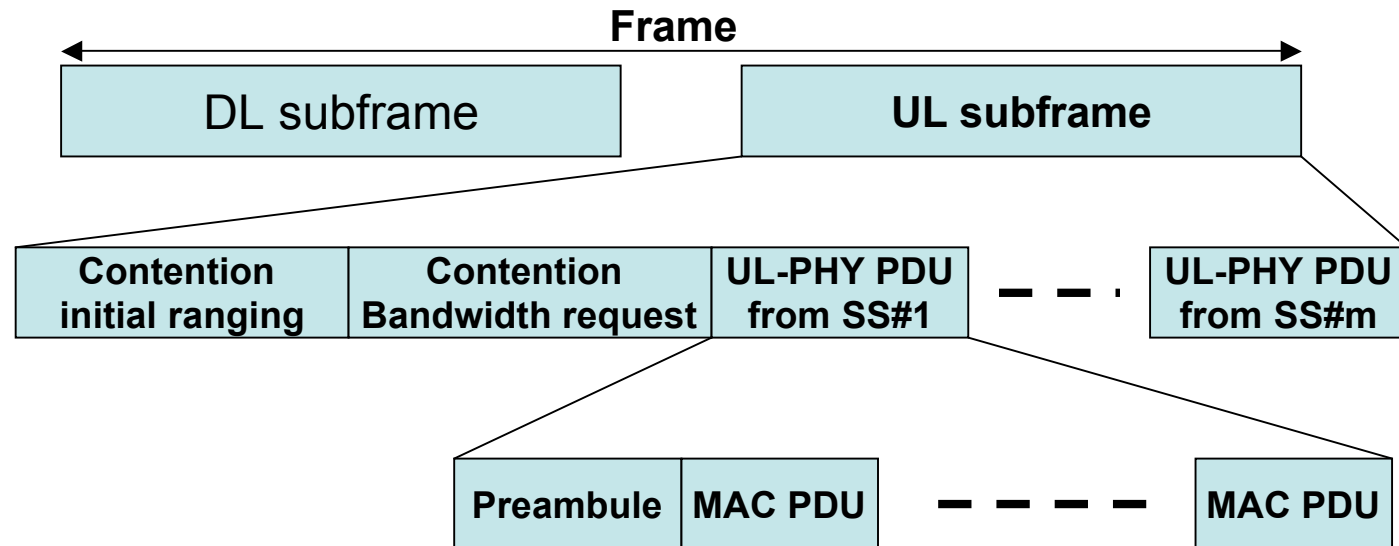


Formats de trame : TDD



- **FCH (Frame Control Header)**: décrit le type de burst suivant le FCH
- **Burst #1** contient: DL-MAP, UL-MAP, **Download Channel Descriptor (DCD)** et **Upload Channel Descriptor (UCD)** = messages broadcast décrivant l'ensemble des trames.
- **Bursts**: chaque burst a un profil (modulation, taux de codage, type de code (block - turbo - convolutionnel ...))

Formats de trame: TDD

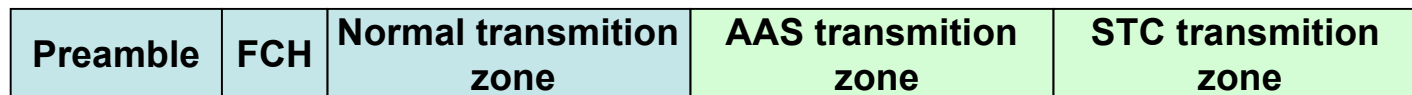


- **UL-MAP** dans la trame DL, spécifie les terminaux (SS : Subscriber Station) qui transmettent dans chaque PDU
- **PDU: Protocol Division Unit**

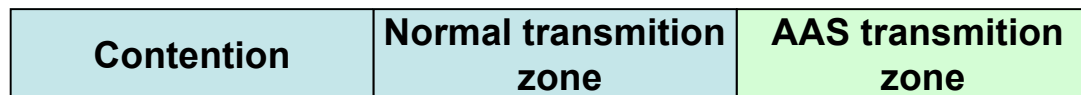
Formats de trame: TDD

Modes optionnels

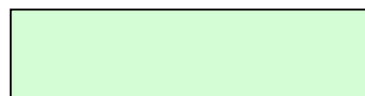
Voie descendante



Voie montante



Zones obligatoires



Zones optionnelles

Formats de trame: FDD

Comme en TDD, mais sur des canaux (fréquences) différents



WiMAX

couche MAC

Généralités

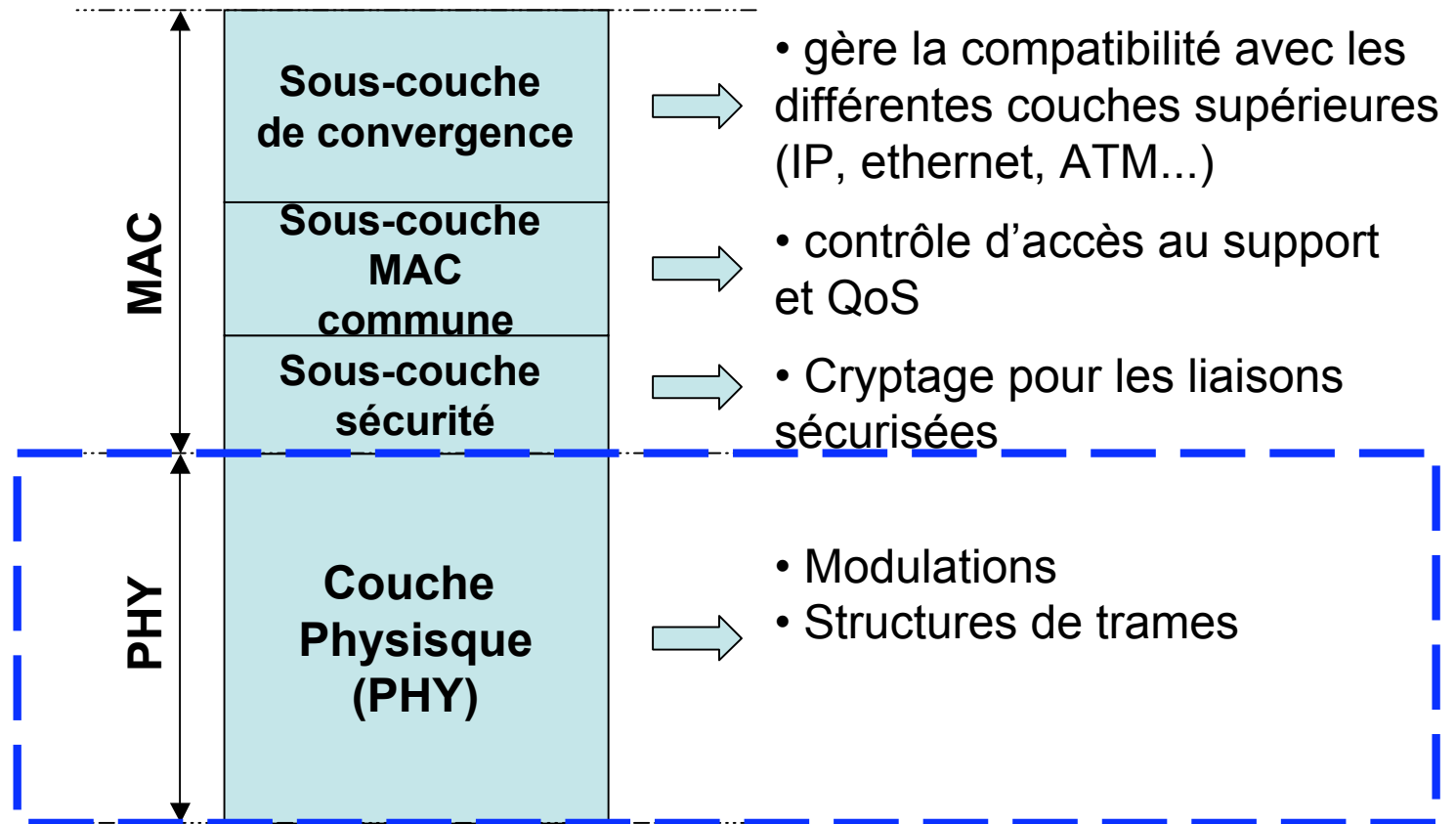
- Couverture des standards
- Medium Access Control
- Point - Multipoint
- MAC PDU

Accès couche réseau

Paquets et Contrôle

- Packet Division Unit (PDU)
- Automatic Repeat Query (ARQ)
- Quality of Service (QoS)

Couverture des standards



Medium Access Control

Objectif

- Interface aux couches physiques de 802.16 indépendantes du support.
- Gestion des ressources du lien sans fil de manière efficace.
- scheduling (assigner les sous-canaux aux utilisateurs)
- fournir de la QoS: adaptation de lien & **Automatic Repeat reQuest (ARQ)**
- sous-couche de convergence : compatibilité avec les couches supérieures (ATM, IP, ethernet, etc...)
- cryptage

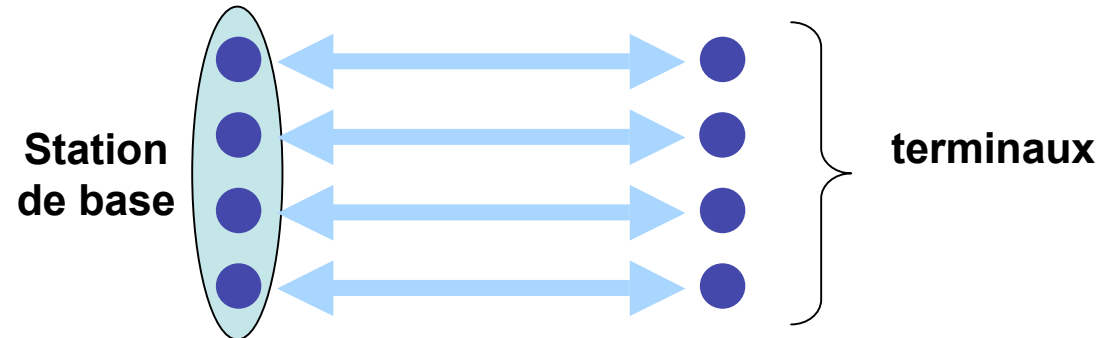
Spécificités

- Support du **Point à MultiPoint (PMP)**
- Orienté Connexion

PMP

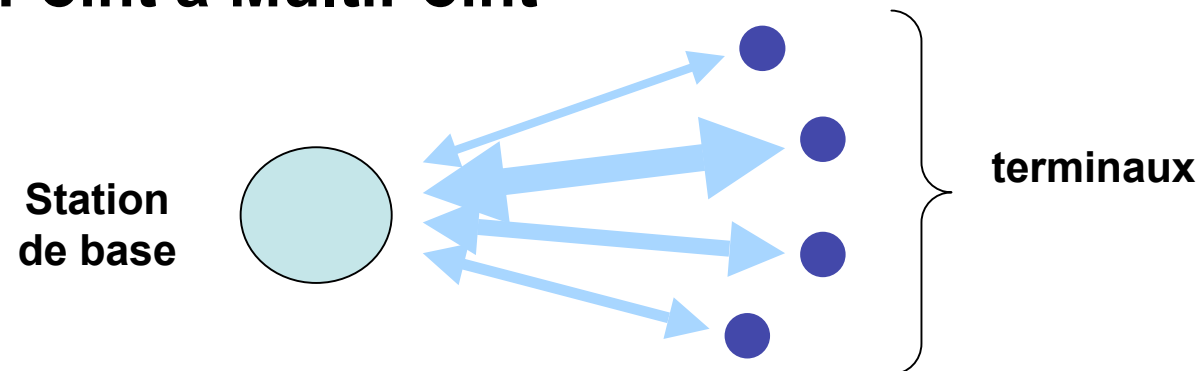
Point à MultiPoint

Point à Point



→ La couche MAC gère indépendamment chaque lien

Point à MultiPoint



→ La couche MAC gère l'ensemble des liens

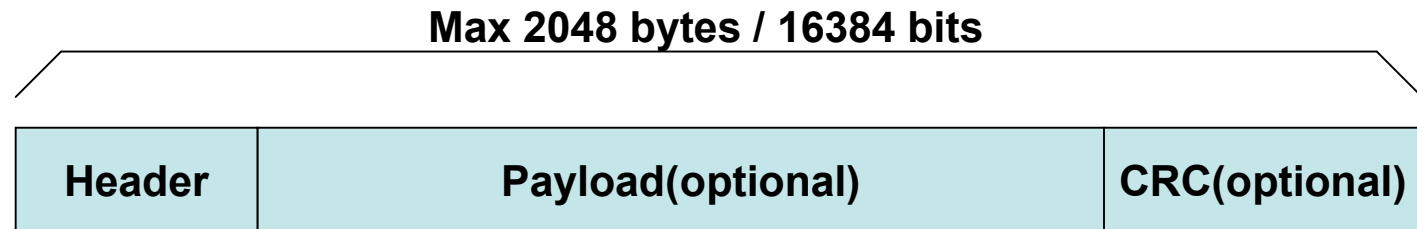
→ optimisation spectrale

→ Plus de flexibilité

MAC PDU

Medium **A**ccess **C**ontrol **P**rotocol **D**ivision **U**nit

structure

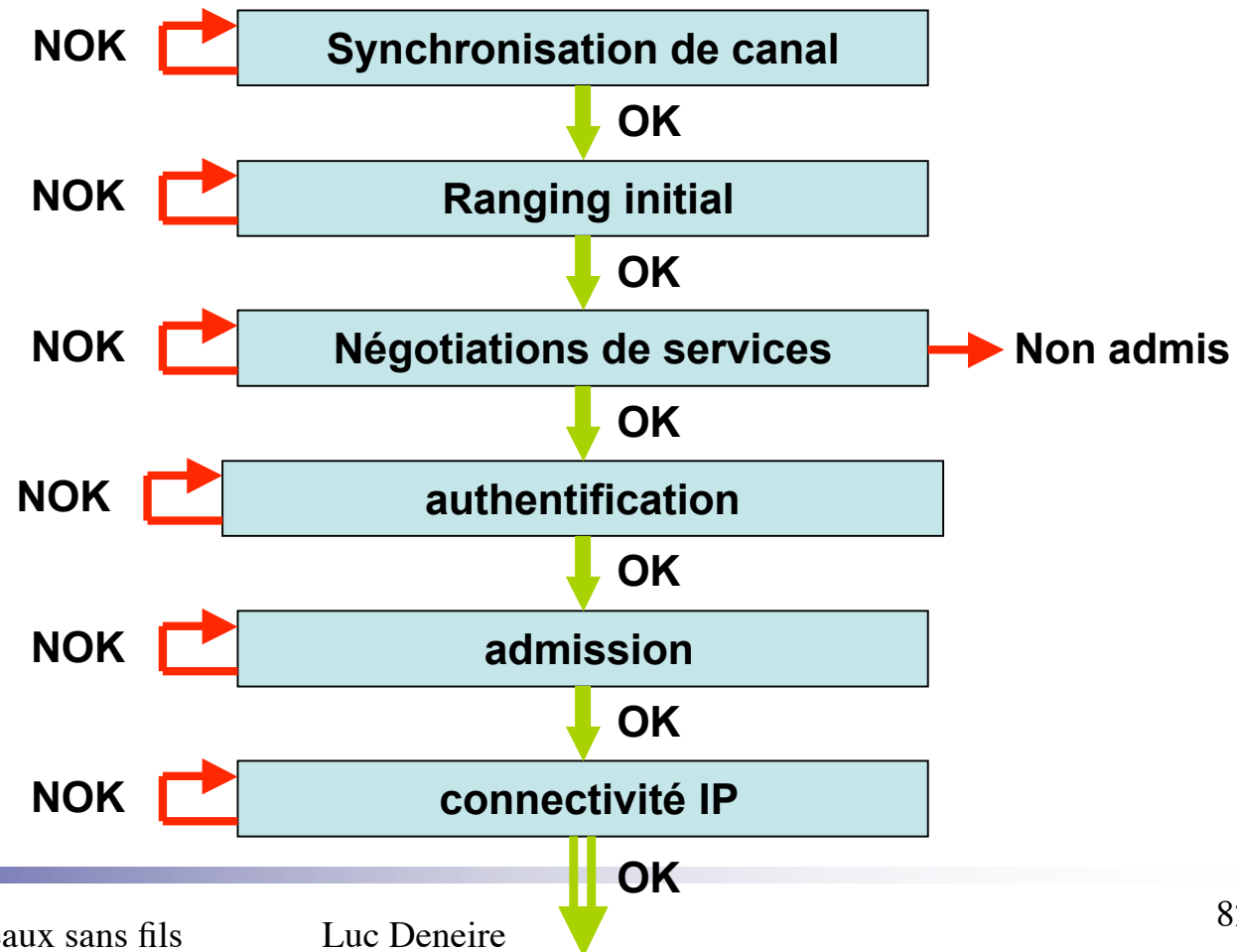


types d'en-tête

- **Bandwidth request:** envoyé par le terminal pour demander un débit en voie montante
- **Generic:** Envoi de données ou de paquets MAC

Accès au réseau

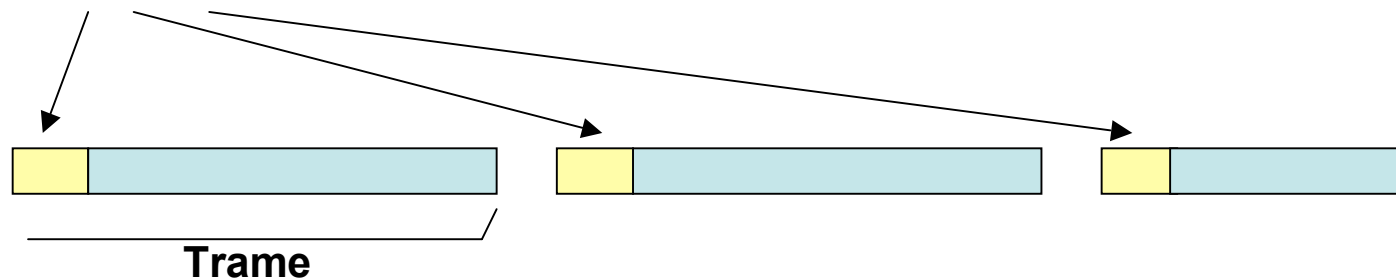
Machine d'état de l'accès au réseau



Accès au réseau

Synchronisation de canal

- Le terminal scanne les fréquences prédéfinies dans une liste
- La synchronisation consiste à détecter le préambule des trames



- la couche MAC cherche les
 - **Download Channel Descriptor (DCD)**
 - **Upload Channel Descriptor (UCD)**(au début de la première trame de la voie descendante)



Obtient l'information sur la modulation et autres paramètres.

Accès au réseau

Ranging initial:



Synchro temps précise et ajustement de puissance

- La couche physique alloue des slots pour le ranging, ou des sous-canaux, dans chaque trame
- Il y a trois groupes de codes de longueur 144 :
 - **Ranging Initial**
 - Ranging périodique
 - Demande de débit



La station de base peut déterminer la nature du code

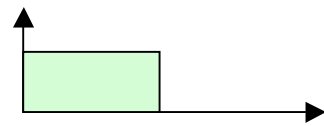
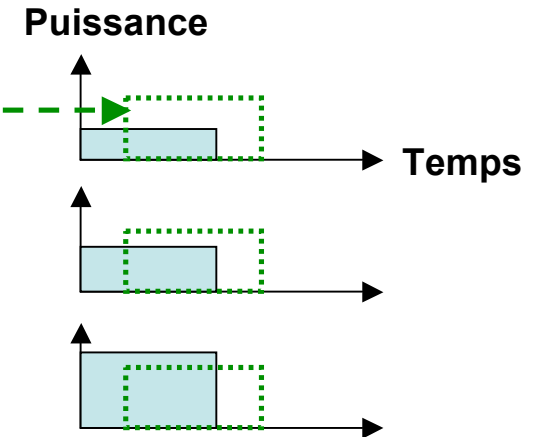
- Le terminal sélectionne un code aléatoirement
- plusieurs terminaux peuvent choisir le même code, mais la station de base gère ces cas.

Accès au réseau

Ranging Initial :

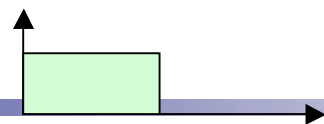
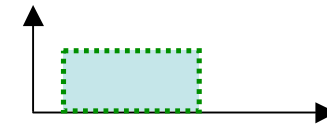
Synchro temps et ajustement de puissance parfaits

- un terminal envoie des demandes avec des puissances croissantes jusqu'à obtenir une réponse



- La réponse contient les ajustements de temps et puissance

- le terminal envoie les requêtes avec les temps et puissance corrigés



- La réponse indique si c'est OK ou envoie d'éventuelles corrections

Accès au réseau

- quand le ranging initial est OK, le terminal peut se mettre en émission (voie montante -- Upload)

Negotiation de services:

- le terminal est accepté ou refusé en fonction de sa capacité en termes des :
 - Modulations supportées
 - Types de codes et taux de codage supportés
 - Types de duplexage supportés

Message d'Authentification:

- Echange de clés pour le cryptage
- La station de base détermine les protocole et algorithmes à utiliser
- le terminal doit périodiquement se réauthentifier et rafraichir ses clés

Accès au réseau

Enregistrement:

- Les messages d'enregistrement comprennent :
 - les versions IP supportées
 - Les paramètres ARQ supportés
 - le support CRC

Connectivité IP :

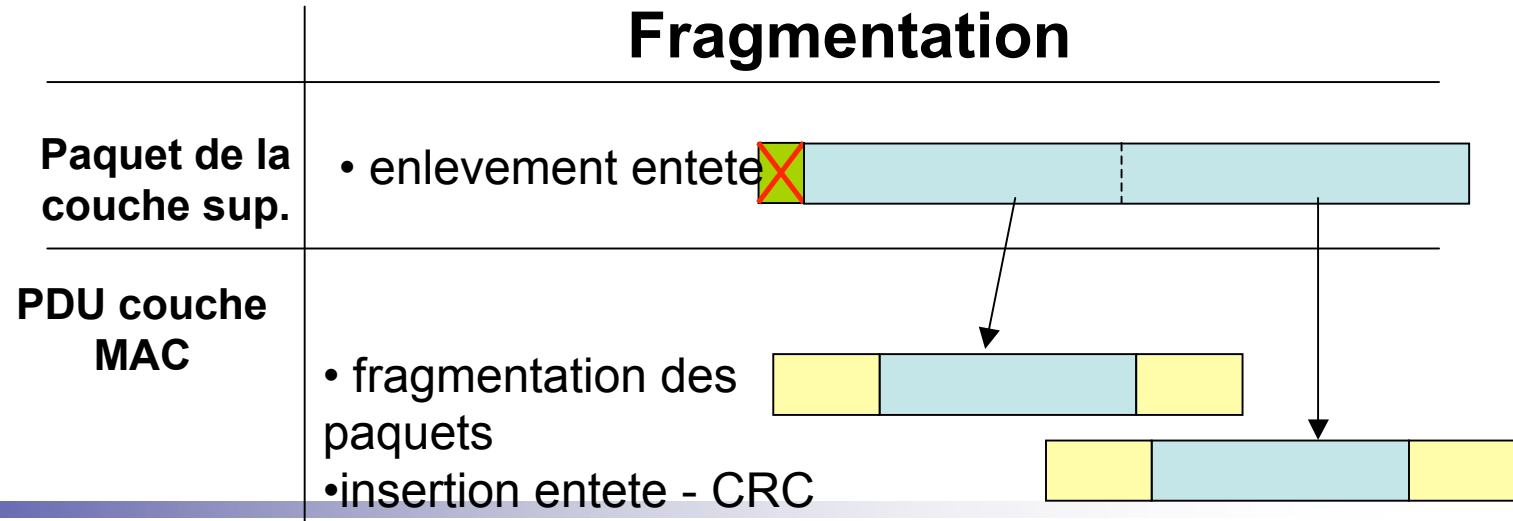
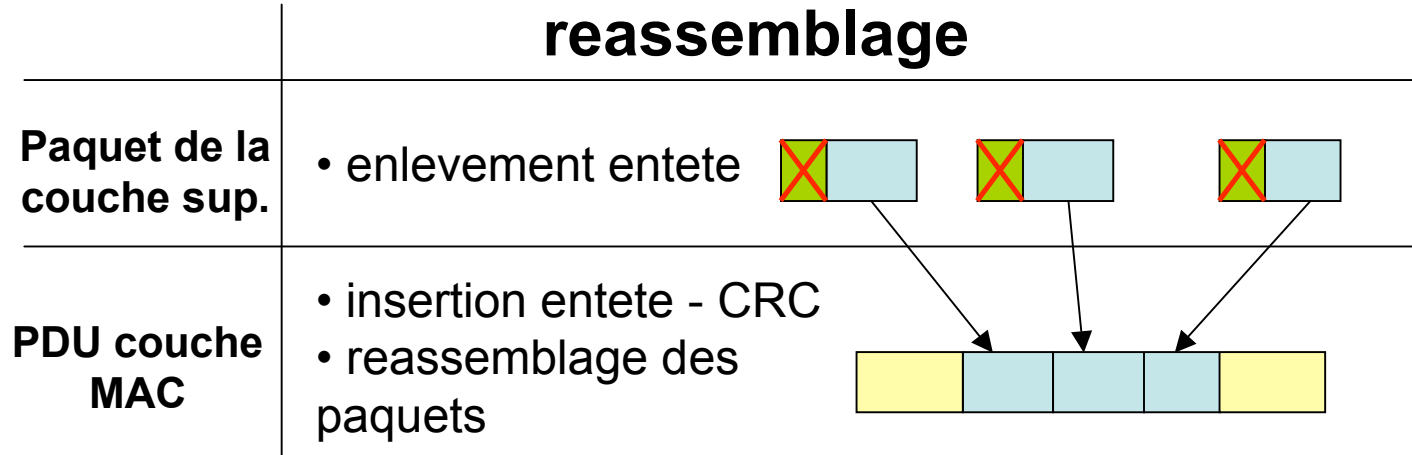
- Le terminal détermine son IP par DHCP et d'autres paramètres classiques pour établir la connectivité IP



L'accès au réseau est terminé quand la connectivité IP est assurée

PDU

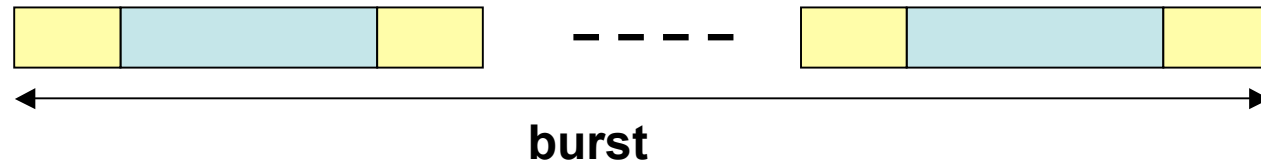
Protocol Division Unit



PDU

Protocol **D**ivision **U**nit

- les PDUs sont concaténés en **bursts**



- **même modulation**
- **même codage**

ARQ

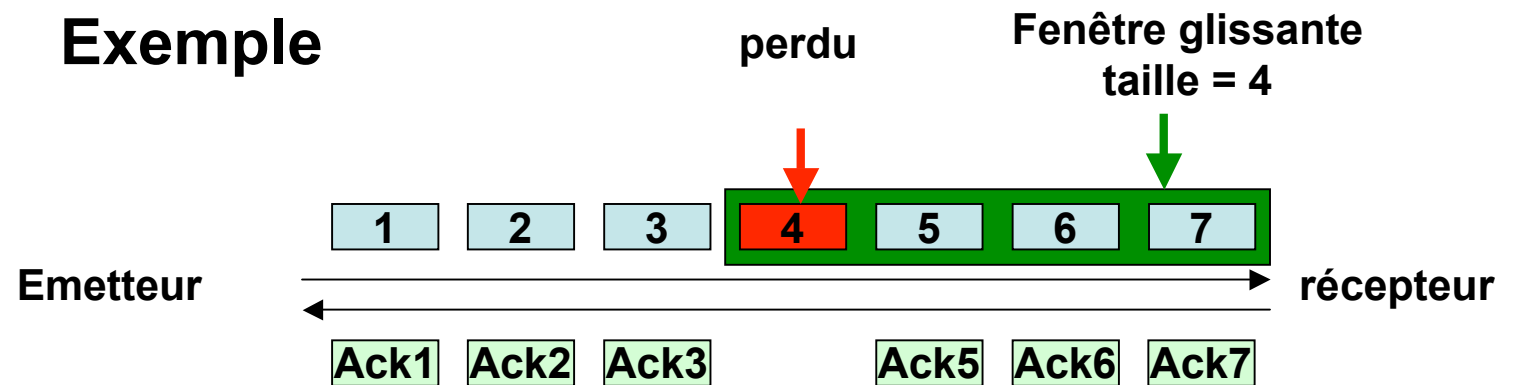
Automatic Repeat reQuest

- ARQ : renvoi de paquets MAC perdus ou corrompus
- WiMAX utilise une approche à fenêtre glissante
- le récepteur envoie des ACK ou NACK avec numéro
- L'émetteur renvoie les paquets perdus ou

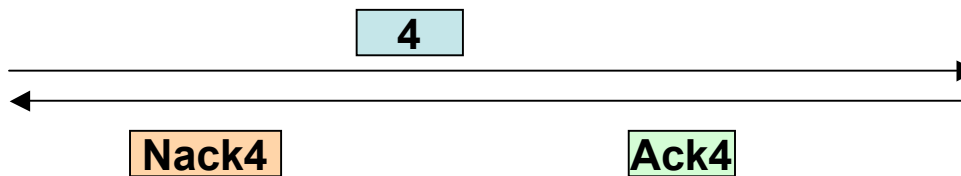
ARQ

Automatic Repeat reQuest

Exemple



La transmission est arrêté parce que le Ack 4 n'a pas été reçu



Transmission redémarrée

QoS

Quality of Service

Classes de service

- **Unsolicited Grant Services (UGS):** débit binaire constant (Emulation E1/T1 - VoIP sans suppression de silence)
- **Real-Time Polling Services (rtPS):** services temps réel générant des paquets données de taille variable sur une base périodique eal-time (MPEG, VoIP - suppression de silence)
- **Non-Real-Time Polling Services (nrtPS):** services non temps réel requerrant régulièrement des paquets de taille variable.
- **Best-Effort (BE) Services:** Type Internet

TD réseaux sans fils : TD1

Problème 1 : Débit binaire D et rapidité de modulation R

Un modem fonctionne avec une rapidité de modulation (ou encore un débit symbole) de 1 Msymb/s, donnez le débit binaire pour une modulation

- PSK-2
- PSK-4
- PSK-8
- QAM-4
- QAM-16
- QAM-64

Problème 2 : Capacité $C = W \log_2(1 + \text{SNR})$

Quel est le débit binaire maximal D d'un canal de largeur de bande W , avec une énergie par bit E_b et une densité spectrale de puissance de bruit N_o .

Problème 3 : Capacité

Quelle est la capacité d'une ligne téléphonique de bande $W = 3$ kHz et de rapport signal/bruit égal à 30 dB ? que devient cette capacité pour 10 dB de mieux ?

Problème 4 : manipulation de dBs

On note \log le logarithme en base 10, sachant que $\log(2) \simeq 3$, $\log(3) \simeq 5$, $\log(3) \simeq 5$ et $\log(5) \simeq 7$, exprimez les puissances suivantes en dB(W) et en dBm : 30 W, 50 W, 15 W, 12 W, 200 kW, 24 nW.

Problème 5 : calcul de rapport signal/bruit

Un récepteur reçoit un signal d'une puissance de 10 nW avec une largeur de bande de 10 MHz, le récepteur génère un bruit thermique de -114 dbm/ MHz, donnez le SNR.

**Problème 6 ‘: donnez un schéma de principe d’un Emet-
teur radio**

TD réseaux sans fils

Problème 1

En considérant uniquement les surcoûts liés à la couche PHY et à la couche MAC (y compris le RTS/CTS), on demande d'évaluer le débit effectif de 802.11 b dans les différents débits offerts, uniquement en DSSS (1, 2, 5.5, 11 Mbits/sec). On considèrera qu'on est en mode DCF, avec backoff au niveau le plus bas (c'est à dire CW=31).

On notera que SIFS=10µs, DIFS=50µs et le slot time = 20µs.

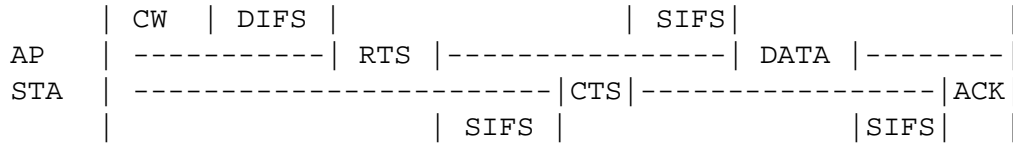
La longueur de la partie données pour la trame PHY est de maximum 4096 octets.

On demande le débit effectif dans la situation

- où on utilise la trame PHY la plus longue possible et
- où on utilise des trames de 1500 octets utiles

Pour le temps lié au backoff, on considèrera le temps moyen passé en temps d'attente.

Il faut d'abord considérer le déroulement de la communication sous la forme :



On va d'abord regarder les temps "perdus" qui ne dépendent pas du débit utilisé, c'est à dire DIFS, SIFS et les en-têtes des trames de la couche PHY, qui sont incompressibles (i.e. 192 µs). On a donc

backoff	$31/2 * 20 \mu s =$	310.0 µs
DIFS		50.0 µs
Header PHY-RTS		192.0 µs
SIFS		10.0 µs
Header PHY-CTS		192.0 µs
SIFS		10.0 µs
Header PHY-DATA		192.0 µs
SIFS		10.0 µs
Header PHY-ACK		192.0 µs
Total		1158.0 µs

Ensuite, il convient de relever tous les octets transmis qui ne sont pas des données.

- L'overhead MAC vaut 34 octets (en-tête +CRC)
- Le champs "DATA" de l'AP vers la station peut contenir 4096 octets, alors que la trame MAC peut contenir au maximum 2312 octets, il faudra donc deux trames MAC de longueur adéquate pour remplir la trame PHY. Pour 4096 octets, on a donc $4096 - 2 \times 34 = 4028$ octets utiles.
- Les trames RTS, CTS et ACK totalises 48 octets

On obtient donc un total de $4096 + 48$ octets envoyés = 4144 octets.

Au total, on a donc, pour du 1 Mbps :

	octets	durée
Données utiles	4028	32,224.0 μs
Données envoyées	4144	33,152.0 μs
Temps d'overhead		1,158.0 μs
Temps global		34,310.0 μs
Efficacité		$\frac{32,224.0 \mu s}{34,310 \mu s} = 93,92\%$

Au total, on a donc, pour du 1 Mbps avec 1500 octets, on a une seule trame MAC, et le nombre d'octets envoyés est de $1500 + 34 + 48$:

	octets	durée
Données utiles	1500	12,000.0 μs
Données envoyées	1582	12,656.0 μs
Temps d'overhead		1,158.0 μs
Temps global		13,814.0 μs
Efficacité		$\frac{12,000.0 \mu s}{13,814 \mu s} = 86,86\%$

Pour du 11 Mbps, on obtient

	octets	durée
Données utiles	4028	2,929.45.0 μs
Données envoyées	4144	3,013.82 μs
Temps d'overhead		1,158.00 μs
Temps global		4,171.82 μs
Efficacité		$\frac{2,929.45 \mu s}{4,171.82 \mu s} = 70,02\%$

soit, un débit maximal de 7.7 Mbps.

Pour du 11 Mbps avec 1500 octets, on a une seule trame MAC, et le nombre d'octets envoyés est de $1500 + 34 + 48$:

	octets	durée
Données utiles	1500	1,090.91 μs
Données envoyées	1582	1,150.55 μs
Temps d'overhead		1,158.00 μs
Temps global		2,308.55 μs
Efficacité		$\frac{1,090.91 \mu s}{2,308.55 \mu s} = 47,26\%$

soit un débit utile de 5.19 Mbps.

Problème 2

On donne en général la sensibilité d'un récepteur comme étant la puissance qu'il doit recevoir pour démoduler correctement ses données, à un taux d'erreur donné. Si on considère que ce taux est de $BER=10^{-5}$, déterminez la perte de débit due aux pertes de paquets (on considèrera uniquement deux transmissions successives d'un paquet en erreur, c'est-à-dire qu'on considèrera qu'un paquet est toujours transmis avec succès après deux tentatives).

Pour obtenir le taux d'erreur de trame :

- La probabilité d'erreur de trame est la probabilité qu'il y ait au moins un bit en erreur, c'est-à-dire toute combinaison de 1 ou plusieurs bits en erreur. Si on veut partir par ce biais-là pour le calcul, ça devient vite très compliqué.
- La probabilité d'erreur de trame (notons la FER : Frame Error Rate) peut s'écrire comme :

$$FER = 1 - \text{proba}\{\text{pas d'erreur sur la trame}\}.$$

- La probabilité qu'il n'y ait pas d'erreur est la probabilité jointe que tous les bits soient corrects. La probabilité qu'un bit soit correct étant $1-BER$, la probabilité que deux bits soient corrects vaudra $(1-BER).(1-BER)$ (la probabilité que deux événements indépendants se réalisent est le produit des probabilités de chacun des événements). Si on continue le raisonnement pour N bits, on a que la probabilité que la trame soit reçue correctement vaut

$$(1-BER)^N, \quad N \text{ est la longueur de la trame}$$

- On a donc que

$$FER = 1 - (1 - BER)^N$$

- On considèrera des trames de 1500+34 et 4096 octets, le FER vaut

1. pour 1534 octets : $FER = 1 - (1 - 10^{-5})^{(1534 \cdot 8)} = 0.115$
2. pour 4096 octets : $FER = 1 - (1 - 10^{-5})^{(4096 \cdot 8)} = 0.279$

Donc, chaque trame sera réenvoyée avec une probabilité égale à FER, chacun de ses réenvois subissant le même sort (i.e. un FER de 0.115 ou 0.279). Si on se limite à deux réenvois, il y aura : $FER + FER^2$ réenvois. On aura donc, pour une trame correctement reçue,

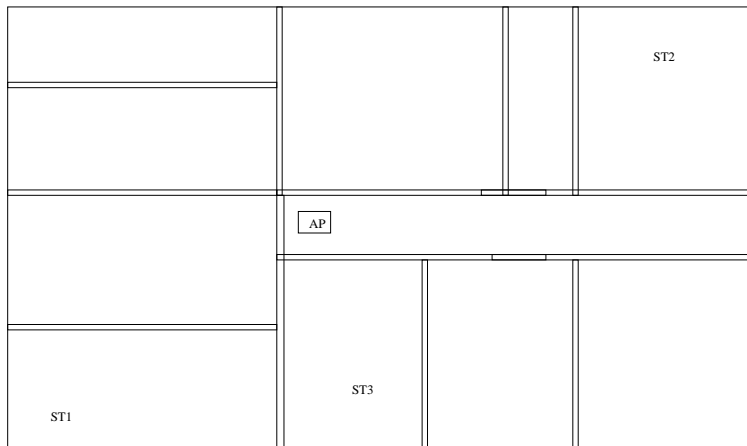
1. pour 1534 octets : $1 + 0.115 + 0.115^2 = 1.129$ trames envoyées
2. pour 4096 octets : $1 + 0.279 + 0.279^2 = 1.357$ trames envoyées

Soit une perte respectivement de 12 et 27 % du débit ($1 - 1/1.129$ et $1 - 1/1.357$).

On notera que $1 + x + x^2 + x^3 + \dots + x^n + \dots = \frac{1}{1-x}$ si $x < 1$, on a donc que le taux de perte est strictement égal au FER si on suppose que les paquets sont réenvoyés jusqu'à ce qu'il soit reçu correctement.

Problème 3

On a un ensemble de bureaux suivant la topologie suivante :



Les stations sont à une distance de 25, 50 et 65 mètres de l'AP. Les récepteurs ont une sensibilité de $-84 \text{ dBm} @ \text{BER} = 10^{-5}$ pour 11 Mbps, $-87 \text{ dBm} @ \text{BER} = 10^{-5}$ pour 5.5 Mbps et $-90 \text{ dBm} @ \text{BER} = 10^{-5}$ pour 1 Mbps. On utilise une loi de propagation JTC en environnement "bureau" donné, pour une fréquence de 1.8 GHz, la perte est donnée par :

$$L_p = 38 + 15 + 4 * (n - 1) + 28 \log(d) + X \quad \text{dB} \quad (1)$$

où n est le nombre d'étages traversés et X est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de déviation standard $= 8dB$.

D'autre part, les cloisons occasionnent une perte de 3 dB.

On demande les débits accessibles aux différentes stations, sachant qu'on prend en compte les pertes inférieures aux pertes moyennes + 1 fois la déviation standard des pertes (c'est à dire que la perte est supérieure à la moyenne + 8 dB, on aura pas les performances demandées, mais on ne considère pas ces cas ici).

On demande le SNR, sachant que le taux d'erreurs est donné (attention, c'est une simplification !) par $BER = .5 * e^{-SNR}$.

On demande le débit utile, en incorporant les résultats des problèmes 2 et 3 !

Solution

Dans un premier temps, on va calculer les pertes (en dB) des différentes stations.

1. Passage de 1.8 GHz à 2.4 GHz : *à la louche*, on considère que les pertes sont proportionnelles au carré de la longueur d'onde (du style L_p proportionnel à λ^2) et donc le premier terme vaudra $38dB + 20 \log(2.4/1.8) = 40.5dB$.
2. $n = 0$: pour tous, on a un terme fixe de $40.5+15-4 = 51.5$ dB
3. Pour tous, on considère une marge de 8dB pour tenir compte des évanouissements lents (X), soit un terme fixe de $51.5 + 8 = 59.5$ dB.

distance	25 m	50 m	65 m
perle en $\log(d)$ (en dB)	39.1	47.6	50.8
L_p en dB	98.6	107.1	110.3
perles de cloisons (dB)	3	6	9
P_{emis} en dBm	20	20	20
P_{recu} en dBm	-81.5	-93.1	-99.3

On observe donc que, pour la station 1, on peut recevoir du 11 Mbps. Pour trouver le BER, à $BER = 10^{-5}$, on a un SNR de $-\ln(2.BER) = +10.82$, soit 10.34 dB. Ici, on reçoit une puissance de 2.5 dB plus grande que les 84 dBm pour le BER spécifié, on a donc un SNR de 12.84 dB, soit, en naturel 19.23 et donc un BER de $.5 * e^{-(19.23)} = 4.410^{-9}$, soit, pour 1500 octets de données, un FER de .005% et donc une perte de débit de .005%. Comme on est à 11 Mbps, la question 1 nous apprend que pour 1500 octets, on a une efficacité de 47.2 %, soit, globalement, $(1-0.00005) * 47.2 \% * 11Mbps = 5.19$ Mbps.

Pour la station 3, on est loin en dessous des -90 dBm, on peut cependant vérifier le BER si le récepteur était capable de détecter les trames : on est 3.1 dB en dessous

du niveau pour $\text{BER}=10^{-5}$. On obtient donc un BER de $.5 * e^{-\left(10 \left(\frac{-10.34+3.1}{10}\right)\right)} = 2.510^{-3}$, soit un FER de 0.99 % et donc on a bien impossibilité de transmettre des données en IP (notez que pour des paquets extrêmement courts, ca pourrait passer ...).

Pour la station 2 ... c'est sans espoir !

TD réseaux sans fils, 9 décembre 2002

1 Organisation cellulaire

On rappelle :

$$n = \frac{m(W/N)}{B} \quad (1)$$

où

- n : nombre d'utilisateurs
- W : largeur de bande globale
- B : bande par utilisateur
- N : facteur de réutilisation spectrale
- m : nombre total de cellules pour la surface considérée

Le facteur de réutilisation co-canal :

$$K = \frac{D_L}{R_L} = \sqrt{3N} \quad (2)$$

où

- D_L : distance entre clusters
- R_L : rayon de la cellule
- N : taille du cluster

$N = (i + j)^2 - ij$, i et j entiers

On demande :

De donner le facteur de réutilisation co-canal et la taille du cluster pour un système qui demande un SIR de 15 dB pour un environnement avec un exposant de perte (a) $\alpha= 4$ et (b) $\alpha= 3$. On suppose la présence de six cellules co-canal, à la même distance du mobile.

2 GMSK

Le filtre de prémodulation GMSK a l'allure suivante :

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right) \quad (3)$$

soit, en fréquence

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (4)$$

Le paramètre α est relié à la bande bassante B à 3 dB par :

$$\alpha = \frac{\sqrt{\log 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \quad (5)$$

On peut donc spécifier complètement un système GMSK par son produit bande fois temps symbole (BT). D'autre part, on peut faire la relation entre le type de modulation utilisé, la largeur de bande et la fraction de la puissance contenue. Le tableau suivant donne, pour différents produits BT, la largeur de bande contenant de 90 % à 99.99 % de la puissance RF.

BT	90%	99%	99.9%	99.99%
$0.2GMSK$	0.52	0.79	0.99	1.22
$0.25GMSK$	0.57	0.86	1.09	1.37
$0.5GMSK$	0.69	1.04	1.33	2.08
MSK	0.78	1.20	2.76	6.00

On demande de trouver la largeur de bande à 3dB pour un GMSK de produit BT 0.25, un débit symbole $R_b = 270kbps$. Quelle est la puissance à 90 % dans le canal RF. Spécifier α

3 $\pi/4$ -DQPSK et CPFSK

On donne une suite de bits $\{0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 0\}$, on demande dessiner le diagramme de phase pour du $\pi/4$ -DQPSK et du CPFSK ($h = .5$ et $h = .75$).

RAPPEL Le signal passe-bande peut alors être exprimé sous la forme :

$$s(t) = A \cos[2\pi f_c t + \phi(t; \mathbf{I}) + \phi_0] \quad (6)$$

où $\phi(t; \mathbf{I})$ est la phase variable, définie par

$$\begin{aligned} \phi(t; \mathbf{I}) &= 4\pi T f_d \int_{-\infty}^t d(\tau) d\tau \\ &= 4\pi T f_d \int_{-\infty}^t \left(\sum_n I_n u(\tau - nT) \right) d\tau \end{aligned} \quad (7)$$

L'intégrale de $d(t)$ est continue et, partant, le signal est bien à phase continue. La phase peut d'ailleurs, en développant l'intégrale, s'exprimer sur l'intervalle $nT \leq t \leq (n+1)T$ par :

$$\begin{aligned} \phi(t; \mathbf{I}) &= 2\pi T f_d \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + 2\pi f_d (t - nT) I_n \\ &= \theta_n + 2\pi h I_n q(t - nT) \end{aligned} \quad (8)$$

où $h, \theta_n, q(t)$ sont définis par :

$$h = 2f_d T \quad (9)$$

$$\theta_n = \pi h \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k \quad (10)$$

$$q(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ t/2T & 0 \leq t \leq T \\ 1/2 & t > T \end{cases} \quad (11)$$

On appelle h l'indice de modulation. On observe que θ_n contient une constante qui représente l'accumulation de tous les symboles émis jusque $(n-1)T$.