

CHAPITRE 1 : BASES DE TRANSMISSIONS NUMERIQUES

1.1 Représentation d'une chaîne de transmission numérique :

Le but d'une transmission numérique est de transmettre un message numérique venant d'une source de message vers le destinataire. Cependant les données numériques doivent subir un certain nombre de transformations avant d'être transmises, et une autre série de transformations est effectuée dans le récepteur pour obtenir à nouveau les données numériques envoyées. Les différentes étapes seront explicitées successivement dans le schéma ci-dessous :

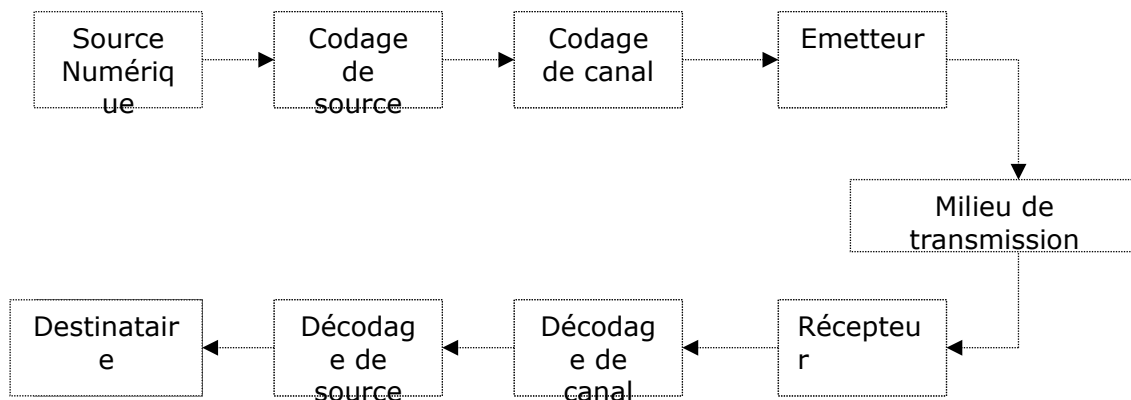


Figure 2.01 : schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique

1.1.1 Codage de source :

Il est utilisé uniquement pour les transmissions numériques, permet de supprimer toute redondance dans le message issu de la source d'information. Après codage de source, le message est sous forme concise c'est-à-dire qu'il est représenté à l'aide d'un nombre minimal de symboles. Et chacun de ses symboles doit être fidèlement transmis, cela vient du fait que le message est constitué par une suite d'éléments binaires mutuellement indépendants et prenant les valeurs 0 et 1, avec des probabilités p_0 et p_1 .

Caractérisons cette source codée par le sigle i-i-d, qui signifie source à éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0,1\}$.

1.1.2 Codage de canal :

C'est aussi une fonction spécifique aux transmissions numériques, introduit de nouveau de la redondance dans le message issu du codeur de source suivant une loi donnée. Cette

redondance, connue du décodeur de canal, permet de détecter, voire corriger les erreurs de transmission. Le principe est comme suit, si la loi imposée est respectée, on considère qu'il n'a pas eu d'erreurs de transmission. Dans le cas contraire, on détecte la présence d'erreurs que l'on peut éventuellement corriger. Le codage de canal n'a pas véritablement son équivalent en transmission analogique.

Les codes cycliques et les codes convolutifs sont quelques exemples de ce code.

1.1.3 L'émetteur :

Puisque la suite d'éléments binaires représente le message numérique est une grandeur qui ne déplace jamais, on ne peut pas l'émettre appelé grandeur abstrait, il est nécessaire de lui associer une représentation physique, sous forme d'un signal électrique. C'est la première fonction de l'émetteur, connu en général opération de modulation.

Cette opération consiste à associer à chaque mot de n éléments binaires (n - uplet) issu du message, un signal $S_i(t)$, $i = 1, \dots, M$, de durée $T = nT_b$, choisi parmi $M = 2^n$ signaux, en fonction de la réalisation du n - uplet.

Le message binaire de débit D est donc représenté par un signal, dont on définit alors la rapidité de modulation R exprimé en Bauds, comme le nombre des signaux émis par le modulateur par unité de temps :

$$R = \frac{1}{T} \text{ (Bauds)}$$

Dans le cas de la transmission M -aire, la rapidité de modulation R peut s'exprimer en fonction du débit binaire D par la relation :

$$R = \frac{D}{\log_2 M}$$

L'opération de modulation est illustré sur la figure 2.02 lorsque $n = 1$, c'est à dire transmission binaire. Dans cette exemple deux signaux sinusoïdaux $S_0(t)$ et $S_1(t)$, de même fréquence et déphasés de Π , sont respectivement associés aux éléments binaires 0 et 1.

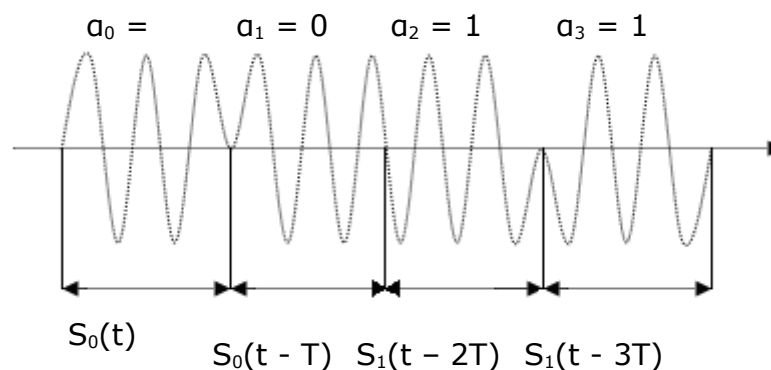


Figure 2.02 : illustration de l'opération de modulation

A part de l'opération de modulation, il ne faut pas oublier que l'émetteur se charge aussi :

- une fonction d'adaptation du signal modulé au milieu de transmission, le filtrage du signal modulé pour limiter sa bande,
- il permet à plusieurs utilisateurs de partager un même milieu de transmission sans risque d'interférence,
- et enfin lorsque la bande allouée à la transmission est centré autour d'une fréquence f_0 élevée, le modulateur élabore parfois un signal dont le spectre est centré autour d'une fréquence dite intermédiaire et plus basse que la fréquence f_0 ; l'émetteur assure alors une fonction de changement de fréquence qui permet de centrer le signal modulé autour de la fréquence f_0 souhaitée.

1.1.4 Le canal de transmission :

Le canal de transmission est un élément de la chaîne de communication toujours délicat à définir puisqu'il n'a pas la même signification selon que l'on se place du point de vue de la propagation, de la théorie de l'information ou de la théorie des communications.

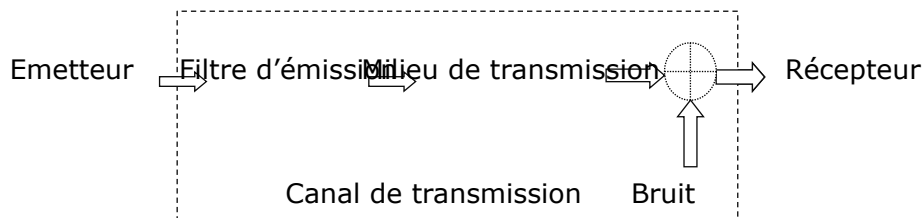


Figure 2.03 : le canal de transmission

Pour ce qui nous concerne, c'est-à-dire au sens de la théorie des communications, le canal de transmission peut inclure le milieu de transmission, le bruit, mais aussi, éventuellement, le filtre d'émission placé physiquement dans l'émetteur, ainsi que les antennes d'émission et de réception pour les transmissions en espace libre.

Cette représentation du canal de transmission, illustrée sur la figure 2.03, revêt un caractère plutôt symbolique mais est bien adaptée à l'analyse que nous ferons de la chaîne de transmission.

- Le milieu de transmission représente le lien physique entre l'émetteur et le récepteur ; il est pratiquement constitué par l'un des supports suivants :

- un câble bifilaire, dont la bande passante est faible et qui est en général réservé pour les transmissions à bas débit (inférieur à 2Mbps sur le réseau téléphonique),
 - un câble coaxial, qui possède une bande passante plus importante que le câble bifilaire. Le câble est utilisé pour connecter les centraux téléphoniques avec un grand nombre de communications.
 - une fibre optique avec une bande passante très élevée et sa faible atténuation. Les fibres sont utilisées pour les réseaux terrestres à grande capacité (plusieurs Gbps).
 - l'espace libre, qui utilise la propagation d'un code électromagnétique dans l'atmosphère.
- Le bruit est une perturbation aléatoire dont les origines sont le milieu de transmission (bruit externe), ou les composants électroniques utilisés dans le récepteur (bruit interne). Les contributions du bruit interne et externe seront prises en compte dans une source unique de bruit $B(t)$ située en amont du récepteur. Les dispositifs électroniques du récepteur seront alors supposés idéaux, c'est-à-dire nulle, stationnaire, indépendant du signal émis et de densité spectrale de puissance non générateur de bruit. Ce bruit peut être modélisé par un processus, aléatoire gaussien, à moyenne bilatérale $\gamma_B(f)$ uniforme :

$$\gamma_B(f) = \frac{N_0}{2} \forall f$$

1.1.5 Le récepteur :

Le principal rôle du récepteur est de retrouver l'information émis par la source à partir du signal reçu. Les blocs qui sont responsable de cette opération comprennent des circuits d'amplification, de changement de fréquence, de démodulation pour la transmission sur onde porteuse, de filtrage puis d'échantillonnage et le circuit de prise de décision.

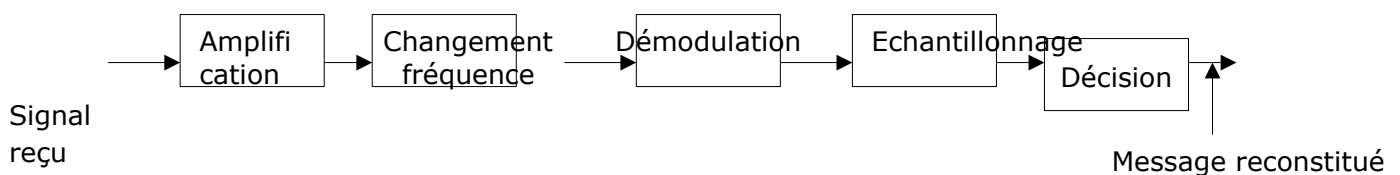


Figure 2.04 : principe d'un récepteur pour transmission sur onde porteuse

Le changement de fréquence et le démodulateur permettent de ramener le signal modulé en bande de base. Pour minimiser l'influence de bruit, source incontournable des erreurs de transmission, le signal en bande de base est ensuite filtré puis échantillonné à des instants caractéristiques. Finalement le circuit de décision identifie la valeur des éléments binaires transmis à partir des échantillons reçus. Le choix effectué par le circuit de décision est binaire, décision 0 ou 1, ce qui correspond à une opération dite de détection.

1.2 La qualité d'une transmission numérique :

La qualité d'une transmission dépend de la fidélité avec laquelle les éléments binaires du message sont restitués au destinataire. Elle se mesure en général en évaluant la probabilité d'erreur par élément binaire, notée P_{eb} , définie comme la probabilité de prendre une décision erronée sur un élément binaire.

Cette probabilité d'erreur n'est jamais strictement nulle, mais cela ne signifie pas pour autant que la transmission est de mauvaise qualité ; en effet, il suffit qu'elle prenne une valeur suffisamment faible pour satisfaire à un certain critère de fidélité, cette valeur dépendant du type d'information transmise (parole, son, image, données,...) et du niveau de fidélité exigé ; une probabilité d'erreur de 10^{-6} par exemple peut être jugée tout à fait satisfaisante pour la transmission de la parole en téléphonie.

Désignons par α_k l'élément binaire émis à l'instant kT_b . En tenant compte du fait que les éléments binaires α_k issus de la source sont i-i-d sur l'alphabet $\{0,1\}$, la probabilité d'erreur par l'élément binaire P_{eb} est égal à :

$$P_{eb} = Pr\{\alpha_k = 1\} Pr\{\hat{\alpha}_k = 0\}$$

Où $\hat{\alpha}_k$ représente le résultat de la décision prise sur l'élément binaire α_k .

Pour un canal perturbé par un bruit additif $B(t)$ stationnaire, cette probabilité d'erreur par l'élément binaire ne dépend pas de l'indice k considéré.

1.2.1 Mesure du taux d'erreur :

La mesure en laboratoire de cette probabilité d'erreur est réalisée en émettant une séquence de N éléments binaires connue du destinataire, puis en évaluant en réception le rapport entre le nombre n d'éléments erronés et le nombre N d'éléments binaires émis. Ce

rapport est appelé taux d'erreur par élément binaire τ_{eb} , est sous certaines conditions, une bonne estimation de la probabilité d'erreur P_{eb} .

On peut écrire :

$$\tau_{eb} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_k$$

Où X_k est une variable aléatoire discrète qui prend la valeur 1 avec la probabilité P_{eb} si l'élément binaire α_k est mal décodé et la valeur 0 avec la probabilité $(1 - P_{eb})$ dans le cas contraire ; il s'agit donc d'une variable aléatoire qui suit une loi de Bernoulli de paramètre P_{eb}

$$X_k = \begin{cases} 1 & \text{si } \hat{\alpha}_k \neq \alpha_k \\ 0 & \text{si } \hat{\alpha}_k = \alpha_k \end{cases}$$

Le taux d'erreur par élément binaire est donc aussi une variable aléatoire que l'on peut caractériser au second ordre par sa moyenne m_τ et sa variance σ_τ^2 :

$$m_\tau = E[\tau_{eb}] = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E[X_k] \text{ et } \sigma_\tau^2 = E[(\tau_{eb} - E[\tau_{eb}])^2]$$

La grandeur $\beta(\tau_{eb}) = E[\tau_{eb}] - P_{eb}$ est appelé le biais de l'estimateur; elle mesure en quelque sorte l'erreur systématique, la variance de l'estimateur mesurant quant à elle la précision de la mesure. Un bon estimateur a bien entendu un biais nul et une variance faible.

En tenant compte du fait que l'espérance de la variable X_k , est égale à P_{eb} , et ceci quelque soit l'indice k considéré, la valeur moyenne du taux d'erreur est égale à la probabilité d'erreur :

$$m_\tau = E[\tau_{eb}] = P_{eb}$$

L'estimateur τ_{eb} est donc sans biais. Si les erreurs de transmission sont indépendantes, les variables X_k sont aussi indépendantes et la variance σ_τ^2 est égale à :

$$\sigma_\tau^2 = \frac{P_{eb}(1 - P_{eb})}{N}$$

L'estimation de la probabilité d'erreur P_{eb} à partir de la mesure du taux d'erreur τ_{eb} est donc entachée d'une erreur de mesure qui est fonction du nombre N d'éléments binaires utilisés et de la probabilité d'erreur considérée. Cette erreur peut être évaluée à partir de l'erreur quadratique relative ε^2 , égale à :

$$\varepsilon^2 = \frac{\sigma_\tau^2}{m_\tau^2} = \frac{1 - P_{eb}}{N P_{eb}} = \frac{1}{N P_{eb}} \text{ si } P_{eb} \leq 1$$

Cette expression permet de déterminer le nombre N d'éléments binaires nécessaires pour mesurer un taux d'erreur τ_{eb} avec une erreur de mesure ε donnée.

1.3 Les différents types d'une chaîne de transmission numérique :

1.3.1 La transmission numérique en bande de base :

La bande de fréquence B allouée à la transmission du message numérique est comprise entre une fréquence égale ou proche de zéro et une fréquence f, la transmission est dite en bande de base. Les transmissions en bande de base utilisent des câbles comme milieu de transmission.

Les transmissions en bande de base utilisent aussi ce qu'on appelle codes en ligne pour pouvoir déplacer les grandeurs abstraites dont le principe est comme suit : ces codes consistent à associer, à chaque élément binaire α_k du message, un signal $S_i(t)$ de durée T_b choisi parmi un ensemble de deux signaux en fonction de la valeur de l'élément binaire α_k :

$$s_i(t) = 0 \text{ si } t \notin [0, T_b] \text{ tel que } i \text{ varie de } 0 \text{ et } 1$$

L'opération réalisée par le codeur en ligne est alors la suivante :

- Si $\alpha_k = 0$ émission du signal $S_0(t - kT_b)$
- Si $\alpha_k = 1$ émission du signal $S_1(t - kT_b)$

Ainsi, à la suite des éléments binaires $\{\alpha_k\}$, le codeur en ligne associe le signal $e(t)$:

$$e(t) = \sum_k A_i(k) h(t - kT_b)$$

Dans le cas de transmission M-aire, l'opération précédente peut être généralisée en associant à chaque mot de n éléments binaires ou n-uplet issu du message, un signal $S_i(t)$ de durée $T = nT_b$, choisi parmi $M = 2^n$ signaux en fonction de la valeur de n-uplet.

En effet l'expression précédente devient :

$$e(t) = \sum_k a(k) h(t - kT)$$

Voici quelques exemples des codes en ligne :

Code en ligne à symboles indépendants	Code en ligne à symboles dépendants
Code NRZ binaire	Code bipolaire
Code NRZ M-aire	Code HDBn

Code RZ binaire	
Code biphase binaire ou code Manchester	

Tableau 2.01 : exemples des codes en ligne

1.3.2 La modulation numérique sur onde porteuse :

Si la bande de fréquence B allouée à la transmission est centrée autour d'une fréquence f_0 , on parle alors de transmission sur onde porteuse ou simplement sur porteuse, le milieu de transmission est constitué principalement par l'espace libre. Toutefois, les transmissions sur onde porteuse sont aussi utilisées sur câble à chaque fois que le signal modulé doit occuper une sous bande donnée du câble, centrée autour d'une fréquence f_0 . Notant enfin que l'on réserve plutôt le terme de modulation pour les transmissions sur onde porteuse, et que l'on préfère parler de codage en ligne pour les transmissions en bande de base.

Par rapport à la transmission analogique, la transmission numérique apporte une meilleure confidentialité, fiabilité de l'information et aussi une optimisation de l'utilisation de la ressource et enfin une bonne qualité de la transmission.

CHAPITRE 2 : LES MODULATIONS NUMERIQUES

2.1 Généralité :

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse centrée sur la bande de fréquence du canal.

$$p(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Les paramètres modifiables sont :

- L'amplitude : A
- La fréquence : f_0
- La phase: φ_0

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeurs possibles.

Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui prend M valeurs. Ceci permet d'associer à un état de modulation un mot de n

digits binaires. Le nombre d'états est donc $M=2^n$. Ces n digits proviennent du découpage en paquets de n digits du train binaire issu du codeur.

2.2 Définitions et appellations :

- Un symbole est un élément d'un alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit M - aire. Lorsque M=2, le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc, n symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de $M=2^n$ symboles M - aires. Ainsi un symbole M-aire véhicule l'équivalent de $n \log_2 M$.
- La rapidité de modulation R se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

$$R = \frac{1}{T} \text{ s'exprime en Bauds}$$

- Taux d'erreur par bit :

La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit on a :

$$TEB = \text{Nombre de bit erroné} / \text{Nombre de bit transmis}$$

On notera la différence entre P_e et TEB. Au sens statistique, on a $P_e = E(TEB)$. TEB tend vers P_e si le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

- L'efficacité spectrale d'une modulation se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ s'exprime en "bit/seconde/Hz". L'efficacité spectrale s'exprime en bit/s/Hz. Elle caractérise la capacité d'une modulation à "passer" un débit maximum dans une largeur de canal minimum. Elle est comprise entre 2 et 8 pour des modulations dites performantes. La valeur D est le "débit binaire" et B est la largeur de la bande occupée par le signal modulé.
- Pour un signal utilisant des symboles Maires, on aura : $\eta = \frac{1}{T \cdot B} \log_2 M$ en (bit/sec/Hz).
L'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole $n = \log_2 M$. C'est en effet la raison d'être de la modulation M - aire.

2.3 Principes de modulations numériques :

Le message à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'écrit sous la forme :

$$C(t) = \sum_k C_k \cdot g(t - kT) = C_k(t) = a_k(t) + j b_k(t)$$

Avec :

$$C_k = a_k + j b_k$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde qui est prise en considération dans l'intervalle τ puisque t doit vérifier la relation : $kT \leq t < (k+1)T$.

Dans les modulations ASK, PSK et QAM, la modulation transforme ce signal $C(t)$ en un signal modulé $m(t)$ tel que :

$$m(t) = \Re \left[\sum_k C_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right]$$

La fréquence $f_o = \frac{\omega_0}{2\pi}$ et la phase φ_0 caractérisent la sinusoïde porteuse utilisée pour la modulation.

Si les $C_k(t) = a_k(t) + j b_k(t)$ sont réels ($b_k(t) = 0$), la modulation est dite unidimensionnelle, et s'ils sont complexes la modulation est dite bidimensionnelle.

Le signal modulé s'écrit aussi plus simplement :

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Ou encore :

$$m(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \tau b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \tau$$

En posant : $a(t) = \sum_k a_k(t)$ module en amplitude la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ et le signal $b(t) = \sum_k b_k(t)$ module en amplitude la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$.

Dans la plupart des cas les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sont identiques à un coefficient près et ils utilisent la même forme d'impulsion $g(t)$ appelée aussi "formant".

$$a_k(t) = a_k g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k g(t - kT)$$

Les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ sont aussi appelés "trains modulants" et s'écrivent :

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT)$$

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (A1, A2, ... AM) et dans l'alphabet (B1, B2, ... BM).

Le schéma théorique du modulateur est représenté sur la figure.

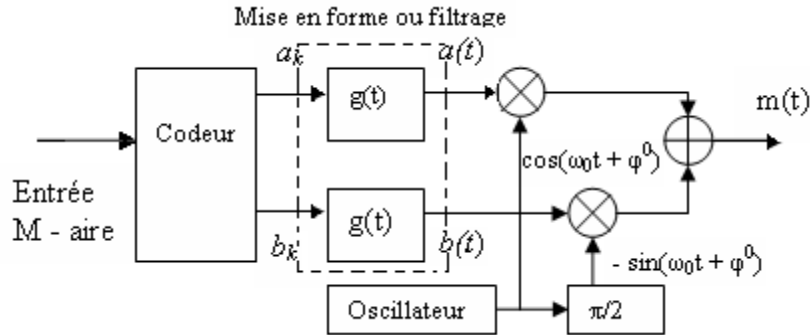


Figure 2.01 : forme générale du modulateur

Les différents types de modulations sont définis par les alphabets décrits ici dessus et par la fonction $g(t)$.

A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire de la forme :

$$m_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \phi_0) - b_k \cdot g(t - kT) \sin(\omega_0 t + \phi_0)$$

$m(t)$ peut être représentés sur la *figure 3.02* dans un espace à deux dimensions dont les vecteurs de base sont :

$$g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \phi_0) \text{ et } -g(t - kT) \sin(\omega_0 t + \phi_0) \text{ (décomposition de Fresnel)}$$

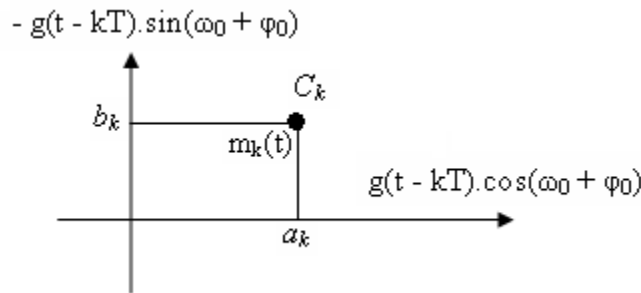


Figure 2.02 : position d'un symbole dans le plan de Fresnel

Le signal modulé $m(t)$ véhicule des informations distinctes à travers $a_k(t)$ et $b_k(t)$ qui sont deux signaux en bande de base appelés respectivement composante en phase (I en anglais) et composante en quadrature (Q en anglais). La récupération de $a_k(t)$ et $b_k(t)$ sera possible uniquement si ces deux signaux sont de bande limitée à l'intervalle B avec $B < f_0$ (Condition de Rayleigh).

Une représentation dans le plan complexe qui fait correspondre à chaque signal élémentaire un point $C_k(t) = A_k + jB_k$ permet de différencier chaque type de modulation. L'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation.

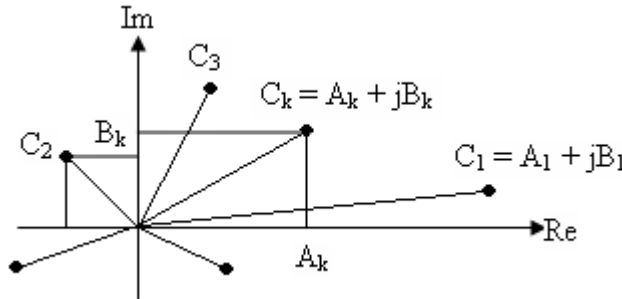


Figure 3.03 : définition d'une constellation numérique

Le choix de la répartition des points dépend des critères suivants :

- Pour pouvoir distinguer deux symboles, il faut respecter une distance minimale d_{min} , entre les points représentatifs de ces symboles. Plus cette distance est grande et plus la probabilité d'erreur sera faible. La distance minimale entre tous les symboles est :

$$d_{min} = \text{Min}_{i \neq j} (d_{ij}) \text{ avec } d_{ij} = |C_i - C_j|^2$$

Ceci est à rapprocher avec la définition de la distance de Hamming.

- A chaque symbole émis correspond un signal élémentaire $m_k(t)$ et par là même une énergie nécessaire à la transmission de ce symbole. Dans la constellation, la distance entre un point et l'origine est proportionnelle à la racine carrée de l'énergie qu'il faut fournir pendant l'intervalle de temps T pour émettre ce symbole. La puissance moyenne d'émission des symboles est assimilable à $\sum_i |C_i|^2$ et la puissance crête à $\text{Max}_i |C_i|^2$.

Les deux critères évoqués ci-dessus sont antagonistes puisque l'on serait tenté d'une part d'éloigner les symboles au maximum pour diminuer la probabilité d'erreur et d'autre part, de les rapprocher de l'origine pour minimiser l'énergie nécessaire à la transmission.

2.3.1 Les critères de choix d'une modulation sont :

- La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur.
- L'occupation spectrale du signal modulé.

- La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation).

2.3.2 La densité spectrale du signal modulé $m(t)$:

On a :

$$\gamma_m(f) = \frac{1}{4} [\gamma_{\alpha_m}(f - f_0) + \gamma_{\alpha_m}(-f - f_0)]$$

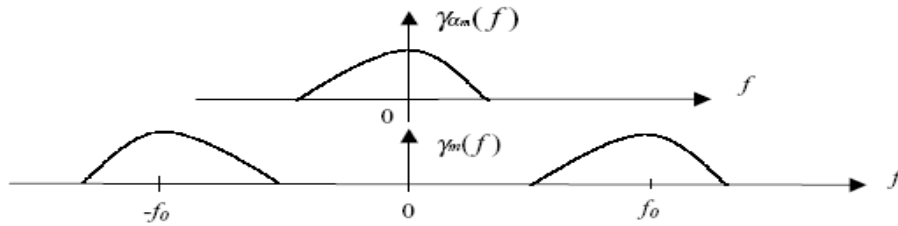


Figure 2.04 : densité spectrale de puissance

La DSP du signal modulé $m(t)$ est aussi liée à la forme de l'onde $g(t)$, (qui sera souvent rectangulaire) par sa transformée de Fourier $G(f)$.

2.4 Modulation par déplacement d'amplitude (ASK ou MDA) :

Les Modulations par Déplacement d'amplitude sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : ASK pour "Amplitude Shift Keying".

Dans ce cas, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. Il n'y a pas de porteuse en quadrature. Cette modulation est parfois dite monodimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors :

$$m(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

La forme de l'onde $g(t)$ est rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à 1 si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ et égale à 0 ailleurs.

Rappelons que le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_M) . Autrement dit, cet alphabet met en évidence les $M=2^n$ amplitudes possibles du signal, la valeur n désignant les groupements de n bits ou symboles à émettre. Les changements d'amplitude de la porteuse se produiront au rythme R de la transmission des symboles.

2.4.1 Modulation par tout ou rien OOK :

Un exemple de modulation d'amplitude est la modulation (binaire) par tout ou rien encore appelée par son abréviation anglaise : OOK pour "On Off Keying".

Dans ce cas, un seul bit est transmis par période T , et par conséquent $n=1$ et $M=2$. Le symbole a_k prend sa valeur dans l'alphabet $(0, a_0)$. On observe donc sur un chronogramme des extinctions de porteuse quand $a_k=0$ (figure 3.05).

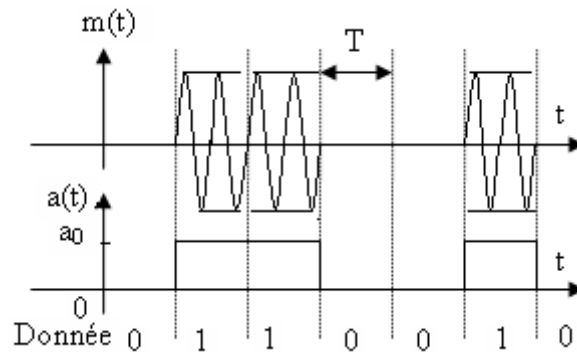


Figure 2.05 : modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK)

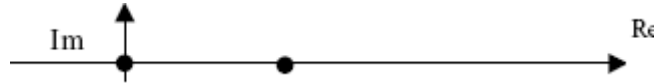


Figure 2.06 : constellation de la modulation d'amplitude par tout ou rien (OOK)

A la réception, cette modulation d'amplitude est souvent démodulée par une détection d'enveloppe. En l'absence de bruit, l'élévation au carré du signal $m(t)$ donne un terme à la fréquence $2f_0$ qui sera éliminé par filtrage et un terme en bande de base proportionnel à $\sum_k a_k^2 \cdot g(t-kT)$ qui est porteur de l'information puisqu'il contient a_k .

Le spectre du signal en bande de base est donné par :

$$\gamma_{\alpha_m}(f) = \frac{a_0^2 T}{4} \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2 + \frac{a_0^2}{4} \delta(f)$$

Le spectre du signal modulé est le même décalé de $\pm f_0$ et comporte donc une raie aux fréquences $\pm f_0$.

2.4.2 Modulation à "M ETATS" :

Dans ce cas on utilise plutôt la modulation symétrique.

2.4.2.1 Les constellations "MDA M Symétrique" :

On a toujours $M=2$ amplitudes possibles du signal, mais ici les valeurs de l'alphabet sont telles que :

$$A_i = (2i - M + 1) \cdot a_0 \text{ avec } i = 1, 2, \dots, M.$$

La constellation de la modulation à M états symétriques est donnée sur la figure 3.07 pour M prenant comme valeurs 2, 4 et 8.

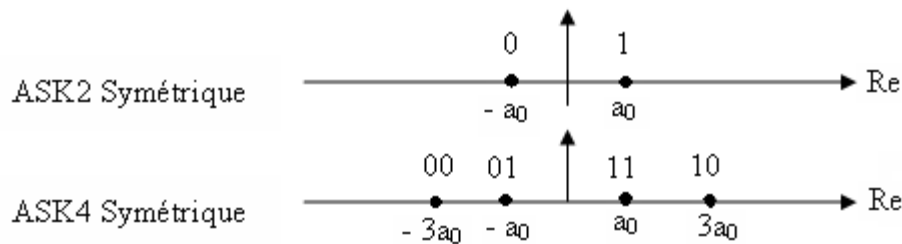


Figure 2.07 : constellation de la modulation d'amplitude à M états

On remarquera que la disposition des symboles met en œuvre un code de Gray de telle sorte qu'un seul bit change lorsque l'on passe d'un point à un autre.

2.4.2.2 Chronogramme de "MDA 4 Symétrique" :

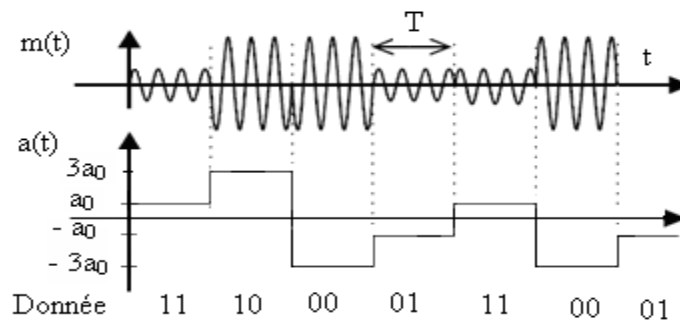


Figure 2.08 : modulation d'amplitude MDA 4 Symétrique

La figure 3.08 met en évidence que deux bits sont transmis simultanément à chaque période.

Elle met aussi en évidence qu'il n'est pas question ici de pratiquer une détection d'enveloppe à la réception.

2.4.2.3 Le spectre de la "MDA M Symétrique" : [5]

Le spectre du signal en bande de base ne présente pas de raie et s'écrit :

$$\gamma_{am}(f) = \frac{M^2 - 1}{3} a_0^2 \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2$$

Le spectre du signal modulé est le même décalé de $\pm f_0$.

2.4.2.4 Les performances des "MDA M" :

Pour pouvoir comparer les différentes modulations entre elles, il est d'usage d'exprimer la probabilité d'erreur en fonction du rapport E_b / N_0 dont E_b représente l'énergie émise par bit et N_0 représente la densité spectrale de puissance de bruit.

En fonction de ce rapport, on trouve en bibliographie [8 p277] que la probabilité d'erreur par symbole est donnée par la relation :

$$P_s(e) = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M^2 - 1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right]$$

Si on néglige la probabilité d'erreur entre symboles non voisins et si deux symboles voisins ne diffèrent que d'un bit (Code de Gray), alors la probabilité d'erreur par bit $P_b(e)$ peut s'écrire :

$$P_b(e) = \frac{P_s(e)}{\log_2 M}$$

Car avec un symbole erroné, seulement un bit sur $n = \log_2 M$ est erroné.

2.4.3 Conclusion sur la MDA :

- La tentation d'augmenter M (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) est grande mais présente les avantages et les inconvénients suivants :

L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de la bande B donnée).

- Malheureusement, la probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, et, pour ne pas la dégrader, il sera nécessaire d'augmenter l'énergie émise par bit E_b .

Finalement, ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé pour $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment pour sa résistance au bruit.

2.5 Modulation par déplacement de phase (MDP) :

Les Modulations par Déplacement de phase (MDP) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : PSK pour "Phase Shift Keying". Les signaux élémentaires $a_k(t)$ et $b_k(t)$ utilisent la même forme d'onde $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire, de durée T et d'amplitude égale à A si t appartient à l'intervalle $[0, T]$ et égale à 0 ailleurs.

On sait que :

$$m(t) = \Re \left[\sum_k C_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \right] \text{ avec } C_k(t) = a_k(t) + j b_k(t)$$

Or

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT)$$

Donc

$$C_k(t) = (a_k + j b_k) \cdot g(t - kT) = C_k \cdot g(t - kT)$$

Dans le cas présent, les symboles C_k sont répartis sur un cercle, et par conséquent :

$$C_k = a_k + j b_k = e^{j\phi_k}$$

D'où :

$$a_k = \cos(\phi_k) \text{ et } b_k = \sin(\phi_k)$$

Et :

$$a_k(t) = \cos(\phi_k) \cdot g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = \sin(\phi_k) \cdot g(t - kT)$$

On pourrait imaginer plusieurs MDP-M pour la même valeur de M où les symboles seraient disposés de façon quelconque sur le cercle. Pour améliorer les performances par rapport au bruit, on impose aux symboles d'être répartis régulièrement sur le cercle (il sera ainsi plus facile de les discerner en moyenne). L'ensemble des phases possibles se traduit alors par les expressions suivantes : $\phi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M}$ lorsque $M > 2$ et $\phi_k = 0$ ou π lorsque $M = 2$.

Les symboles C_k prennent leurs valeurs dans un alphabet de $M > 2$ éléments $\{e^{j\phi_k}\}$ où ϕ_k est défini ci-dessus avec $k = 0, 1, \dots, M-1$. On peut aussi considérer que a_k et b_k prennent simultanément leurs valeurs dans l'alphabet $\{\cos(\phi_k)\}$ et $\{\sin(\phi_k)\}$.

Le signal modulé devient :

$$m(t) = \Re \left[\sum_k g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right]$$

Soit, plus simplement, en ne considérant que l'intervalle de temps $[kT, (k+1)T[$:

$$m(t) = \Re \left[\sum_k A \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right] = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$$

$$m(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k)$$

Cette dernière expression montre que la phase de la porteuse est modulée par l'argument φ_k de chaque symbole ce qui explique le nom donné à la MDP. Remarquons aussi que la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \cos(\varphi_k)$ et que la porteuse en quadrature $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ est modulée en amplitude par le signal $A \cdot \sin(\varphi_k)$.

On appelle "MDP-M" une modulation par déplacement de phase (MDP) correspondant à des symboles M – aires.

2.5.1 La modulation "MDP-2" :

Un exemple de modulation MDP-M est la modulation MDP-2 encore appelée par son abréviation anglaise : BPSK pour "Binary Phase shift Keying". C'est une modulation binaire (un seul bit est transmis par période T) :

$$n=1, M=2 \text{ et } \varphi_k = 0 \text{ ou } \pi$$

Le symbole $C_k = e^{j\varphi_k}$ prend donc sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$.

Ici, la modulation ne s'effectue que sur la porteuse en phase $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. C'est une modulation monodimensionnelle. Le signal modulé s'écrit alors pour t appartenant à l'intervalle $[0, T[$:

$$m(t) = \pm A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

La constellation MDP-2 est représentée *figure 3.09*. On remarquera que cette modulation est strictement identique à la modulation MDA-2 symétrique.

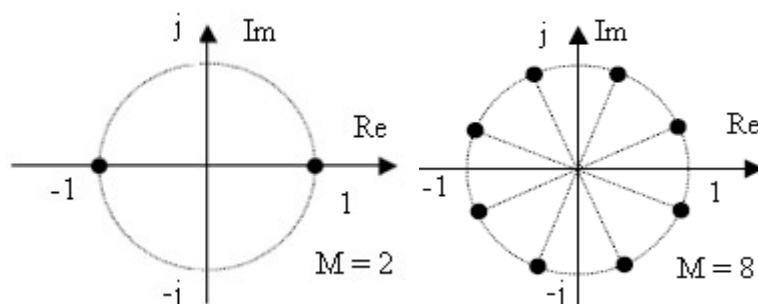


Figure 2.09 : constellation de la modulation de phase MDP-2 et MDP-8

2.5.1.1 Chronogramme de LA "MDP-2" :

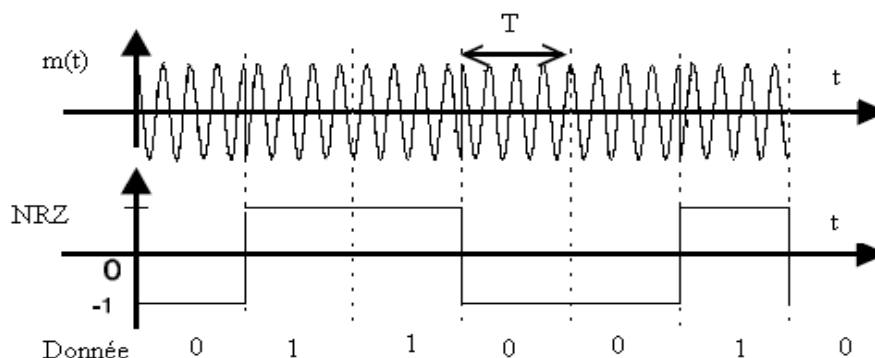


Figure 2.10 : chronogramme de la modulation de phase MDP-2

2.5.1.2 Modulation et démodulation :

Le modulateur représenté sur la *figure 2.11* est constitué d'un multiplicateur qui effectue le changement de fréquence sur un train numérique codé en NRZ.

Train binaire

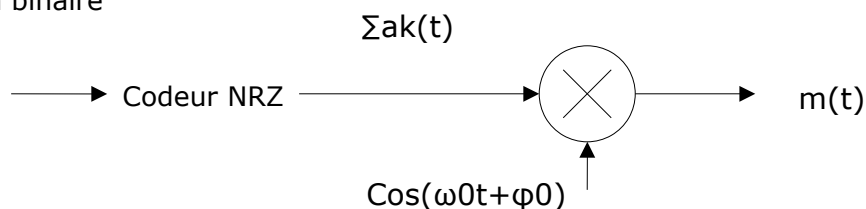


Figure 2.11 : modulateur MDP-2

Le récepteur requiert l'utilisation d'une démodulation cohérente : (voir *figure 2.12* le synoptique simplifié du démodulateur MDP-2).

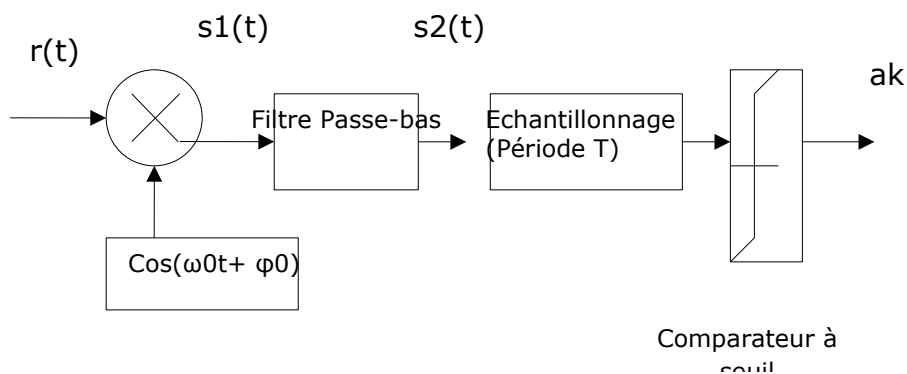


Figure 2.12 : démodulateur MDP-2

Soit $r(t) = B \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$ le signal non bruité reçu par le récepteur dans l'intervalle de temps i . Après multiplication avec la porteuse récupérée, on obtient :

$$S_1(t) = B \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Soit, après filtrage pour éliminer la composante à la fréquence $2f_0$:

$$S_2(t) = \frac{B}{2} \cos(\varphi_k)$$

Le récepteur doit encore récupérer le rythme des symboles transmis, puis échantillonner le signal $S_2(t)$ au milieu de chaque période. Suivant le symbole émis -1 ou 1, φ_k prend la valeur π ou 0 et le signe de $S_2(t)$ devient négatif ou positif mettant en évidence la donnée binaire reçue "0" ou "1".

2.5.1.3 Le spectre de la "MDP-2" :

Le spectre du signal en bande de base est le spectre de puissance de $g(t)$ qui est ici une impulsion rectangulaire :

$$\gamma_{\alpha_m} = A^2 T \left[\frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \right]^2$$

Le spectre du signal modulé est décalé de $\pm f_0$.

2.5.2 Généralisation aux MDP-M :

2.5.2.1 Modulation et démodulation :

Le schéma du modulateur MDP-4 ne se généralise pas aux modulateurs MDP-M pour $M > 4$.

Les bits du train entrant sont groupés par $n = \log_2 M$ bits pour former des symboles C_k qui sont répartis sur un cercle et vérifient :

$$C_k = a_k + j b_k = e^{j\varphi_k} \text{ avec : } a_k = \cos(\varphi_k) \text{ et } b_k = \sin(\varphi_k)$$

$$\text{et } \varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M}$$

Une solution générale [4 p144] pour générer les a_k et les b_k à partir du train entrant $\{i_k\}$ est de faire intervenir deux convertisseurs N/A ainsi qu'une logique de contrôle dans le modulateur (Voir figure 3.13).

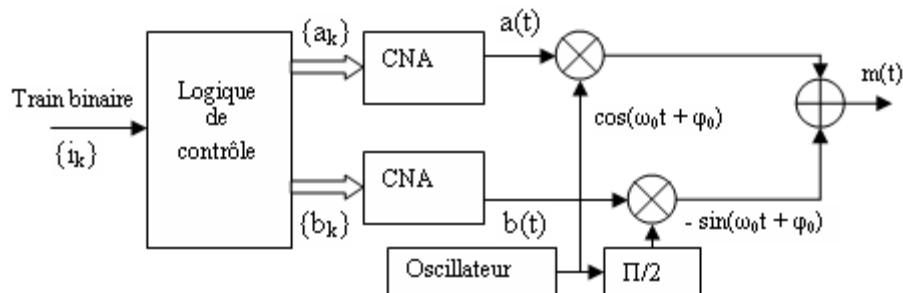


Figure 2.13 : modulateur MDP-M

De même le démodulateur fait intervenir deux convertisseurs A/N ainsi qu'une logique de décodage pour déterminer les symboles puis régénérer le train de bits reçus.

2.5.2.2 Spectre et efficacité spectrale :

Pour une même rapidité de modulation, le spectre du signal modulé de la MDP-M est identique à celui du signal MDP-2.

Toujours pour une même rapidité de modulation, le débit binaire, de la MDP-M est multiplié par rapport celui de la MDP-2. Autrement dit, pour un spectre identique (et donc largeur de bande B constante), l'efficacité spectrale est multiplié par.

*Tableau
spectre et*

M	Modulation	D	Efficacité spectrale η
2	MDP-2	2.D	η
4	MDP-4	3.D	$2.\eta$
6	MDP-8	4.D	$4.\eta$

*2.01 :
efficacité*

spectrale de PSK

2.5.2.3 Les performances :

L'augmentation de M réduit la distance entre symboles adjacents sur la constellation et cela dégrade naturellement les performances.

Comme nous l'avions fait pour les MDA, il est possible de comparer les MDP entre elles, en utilisant la probabilité d'erreur par symbole P_e en fonction du rapport E_b/N_0 . En fonction de ce rapport, on trouve en bibliographie [12 p265] que la probabilité d'erreur par symbole est donnée par la relation :

$$P_s(e) = \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\log_2 M \cdot \frac{E_b}{N_0} \cdot \sin \frac{\pi}{M}} \right]$$

On constate que pour conserver une probabilité d'erreur par symbole constante lorsque M augmente, il faut aussi augmenter le rapport E_b/N_0 . Autrement dit, il faut augmenter l'énergie émise par bit E_b .

Pour $M = 8$, le rapport E_b/N_0 nécessaire à une probabilité d'erreur donnée est 4 dB plus grand que pour $M = 4$. Pour M grand, le rapport E_b/N_0 doit être augmenté de 6 dB chaque fois que l'on double M c'est-à-dire chaque fois que l'on ajoute un bit par symbole émis.

Dans le cas de l'utilisation d'un code de Gray et en négligeant la probabilité d'erreur entre symboles non voisins, alors la probabilité d'erreur par bit $P_b(e)$ peut s'écrire :

$$P_b(e) = \frac{P_s(e)}{\log_2 M}$$

2.5.3 Conclusion sur la MDP :

La tentation d'augmenter M (c'est à dire le nombre de bits transmis par symbole) est grande et présente les avantages et les inconvénients suivants :

L'efficacité spectrale $\eta = \frac{1}{TB} \log_2 M$ augmente, (pour une largeur de la bande B donnée).

La probabilité d'erreur par symbole $P_s(e)$ augmente aussi, et, pour ne pas la dégrader il est nécessaire d'augmenter le rapport signal sur bruit, cette augmentation restant raisonnable jusque $M = 16$.

Nous avons vu que la complexité de l'ensemble émission/réception de la MDP augmente avec M . Cependant cette complexité n'est pas très élevée et fait de la MDP une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances.

Dans les inconvénients de la MDP, citons l'existence de sauts de phase importants de $\pm\pi$ radians qui font apparaître des discontinuités d'amplitude. Les modulations décalées sont une solution à ce problème.

2.6 Modulation d'amplitude sur deux porteuses en quadratures (MAQ) :

Les modulations d'amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) sont aussi appelées par leur abréviation anglaise : QAM pour "Quadrature Amplitude modulation".

C'est une modulation dite bidimensionnelle. La MDA et la MDP ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émise lorsque le nombre de points M est grand. En effet, dans la MDA les points de la constellation sont sur une droite, et dans la MDP les points sont sur un cercle. Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, et la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance pour une puissance moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les points uniformément dans le plan.

Pour faire cela, nous avons vu que le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Et que les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k \cdot g(t - kT)$$

Le signal modulé $m(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulées en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

2.6.1 Les constellations MAQ-M :

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans deux alphabets à M éléments (A_1, A_2, \dots, A_M) et (B_1, B_2, \dots, B_M) donnant ainsi naissance à une modulation possédant un nombre

$E = M^2$ états. Chaque état est donc représenté par un couple (a_k, b_k) ou ce qui revient au même par un symbole complexe $C_k = a_k + j b_k$.

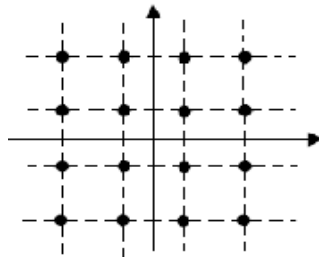


Figure 2.14 : constellations MAQ-16

2.6.2 Modulation et démodulation :

Lorsque le signal $m(t)$ est obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude par des symboles a_k et b_k indépendants, cela simplifie le modulateur et le démodulateur.

La réception d'un signal MAQ fait appel à une démodulation cohérente et par conséquent nécessite l'extraction d'une porteuse synchronisée en phase et en fréquence avec la porteuse à l'émission.

2.6.3 Efficacité spectrale :

M	Modulation	D	η
2	MAQ-2	D	η
4	MAQ-4	2. D	2. η
16	MAQ-16	4. D	4. η

Tableau 2.02 : efficacité spectral de la modulation QAM

La valeur limite de M est de 256 avec $n = 8$.

2.6.4 "MAQ" : une généralisation de la MDA et de la MDP :

En ne considérant le signal $m(t)$ que pendant une période T, on a :

$$m(t) = a_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - b_k \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \Re \left[(a_k + j b_k) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right]$$
$$\text{avec } C_k = a_k + j b_k = A_k \cdot e^{j\varphi_k}$$

En posant :

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \text{ et } \varphi_k = \arctg\left(\frac{b_k}{a_k}\right)$$

Le signal $m(t)$ s'écrit alors :

$$m(t) = A_k \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$$

Cette écriture montre que la modulation MAQ peut être considérée comme une modulation simultanée de la phase et de l'amplitude :

- Ainsi la modulation de phase MDP peut être considérée comme une modulation MAQ où a_k est constant.

- De même, la modulation d'amplitude MDA peut être considérée comme une modulation MAQ où les b_k sont nuls.

2.7 Modulation par déplacement de fréquence (MDF) :

Les Modulations par Déplacement de fréquence (MDF) sont aussi souvent appelées par leur abréviation anglaise : FSK pour "Frequency Shift Keying".

Le signal modulé $m(t)$ peut s'écrire :

$$m(t) = \Re \left[e^{j\phi(t)} \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} \right]$$

Cette expression peut s'écrire aussi par :

$$m(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k \right) t \right]$$

Où Δf la différence de la fréquence instantanée correspondant à l'émission de deux symboles adjacents.

On peut aussi définir l'indice de modulation $\mu = \Delta f \cdot T$ qui conditionne la forme de la densité spectrale du signal modulé.

2.7.1 La modulation MDF à phase discontinue :

Dans les Modulations par Déplacement de fréquence, on trouve les MDF à phase discontinue pour lesquelles la phase aux instants de transition kT peut sauter brusquement.

Dans le cas d'une MDF binaire à phase discontinue, a_k prend sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$ en fonction de la donnée "0" ou "1" à transmettre. Un chronogramme est présenté *figure 2.15* où l'on observera les discontinuités de phase.

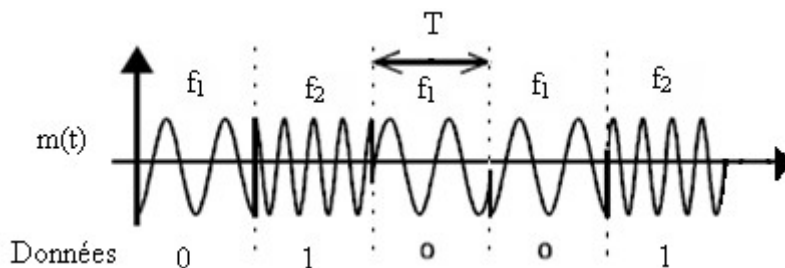


Figure 2.15 : chronogramme MDF binaire à phase discontinue

Dans un intervalle de temps donné Δt , la fréquence instantanée :

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{2} a_k \text{ devient } f_1 = f_0 - \frac{\Delta f}{2} \text{ ou } f_2 = f_0 + \frac{\Delta f}{2}$$

La fréquence centrale s'écrit : $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$ et l'excursion de fréquence est : $\Delta f = f_2 - f_1$.

L'expression du signal modulé est :

$$m(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 \pm \frac{\Delta f}{2} a_k \right) t \right]$$

2.7.2 La modulation MDF à phase continue MDF-PC :

Dans les Modulations par Déplacement de fréquence, on trouve les MDF avec continuité de phase pour lesquelles la phase varie de façon continue aux instants de transition kT .

Reprenons l'expression de la phase $\Phi(t) = \pi \cdot \Delta f \cdot a_k \cdot (t - kT) + \theta_k$ où θ_k est la constante d'intégration, pour qu'il y ait continuité de phase entre la fin de l'émission du symbole a_{k-1} et le début de l'émission du symbole a_k :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \pi \cdot \Delta f \cdot T \cdot a_{k-1}$$

Cette condition de continuité est réalisée quand on utilise un oscillateur unique dont on module la fréquence.

2.7.2.1 MDF binaire à phase continue :

Le cas d'une MDF binaire à phase continue (MDF-2-PC) où a_k prend sa valeur dans l'alphabet $\{-1, 1\}$ en fonction de la donnée "0" ou "1" à transmettre, est présenté figure 2.16.

On remarquera la continuité de phase.

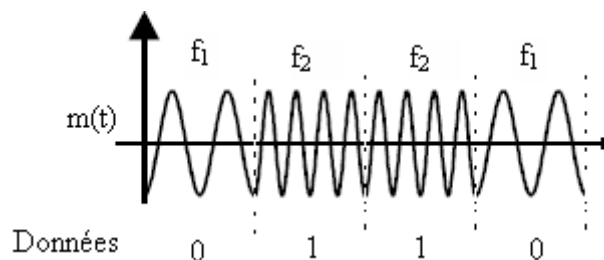


Figure 2.16 : chronogramme d'une MDF binaire à phase continue

2.7.2.2 Les performances :

Il est possible de comparer les MDF-M entre elles, en utilisant la probabilité d'erreur par bit en fonction du rapport E_b/N_0 .

Les performances sont améliorées lorsqu'on augmente M. Cependant l'augmentation de M entraîne aussi l'augmentation de l'occupation spectrale.

2.7.3 Conclusion sur la MDF :

Nous avons trouvé deux types de Modulation par Déplacement de fréquence, chacun ayant présentant des avantages et des inconvénients :

La MDF à phase discontinue :

- Elle est simple de réalisation.
- Son principal défaut est la grande bande passante dont elle a besoin pour pouvoir transmettre les sauts de phase.

La MDF avec continuité de phase :

- Elle est plus complexe à réaliser.
- Elle requiert une bande passante plus étroite.

Elles ont en commun d'avoir une densité spectrale de puissance compliquée à calculer en raison du caractère non linéaire de la MDF.

CHAPITRE 3

SYSTEME DE COMMUNICATION PAR FAISCEAU HERTZIEN

3.1 Généralité sur le faisceau hertzien

Un faisceau hertzien est un système de transmission de signaux - aujourd'hui principalement numériques - mono-directionnelle ou bi-latérale et généralement permanente, entre deux sites géographiques fixes. Il exploite le support d'ondes radioélectriques, par des fréquences porteuses allant de 1 GHz à 40 GHz (gamme des micro-ondes), focalisées et concentrées grâce à des antennes directives.

Ces émissions sont notamment sensibles aux masquages (relief, végétation, bâtiments...), aux précipitations, aux conditions de réfractivité de l'atmosphère, aux perturbations électromagnétiques et présentent une sensibilité assez forte aux phénomènes de réflexion (pour les signaux analogiques mais la modulation numérique peut, au moins en partie, compenser le taux d'erreur de transmission dû à ces nuisances).

A cause des limites de distance géographique et des contraintes de "visibilité", le trajet hertzien entre deux équipements d'extrémité est souvent découpé en plusieurs tronçons, communément appelés "bonds", à l'aide stations relais. Dans des conditions optimales (profil dégagé, conditions géoclimatiques favorables, faible débit, etc), un bond hertzien peut dépasser 100km.

1.1 3.1.1 Signal transmis

Pour chaque de plusieurs bonds ou de liaisons géographiquement proches, certains problèmes d'interférences peuvent apparaître, affectant la qualité des transmissions ou pouvant nuire à d'autres transmissions. La définition d'un plan de fréquences est censé minimiser les perturbations tout en optimisant l'efficacité de la ressource spectrale exploitée.

Le signal source (vidéo, audio, données, texte, etc...) à retransmettre est transposé en fréquence par modulation. L'opération de modulation transforme le signal d'origine en bande de base, par un signal modulé dit "à bande étroite", dans une bande passante définie et conforme aux normes exploitées.

Les modulations analogique (AM et FM) sont désormais remplacées par des normes numériques :

- à 4 ou 16 états (QPSK, 4 QAM, 16QAM...) pour les signaux de type PDH
- à 64 ou 128 états (64 QAM, 128 QAM...) pour les signaux de type SDH

Le doublement du nombre d'états réduit pour un débit donné la bande passante nécessaire d'un facteur 2 (Inversement pour une bande passante donnée, il permet de doubler le débit). En contrepartie, la moins bonne tolérance au bruit des signaux modulés suppose une réduction de la portée effective des liaisons.

Le tableau suivant résume les largeurs de bande nécessaires, en fonction des débits numériques exploités ainsi que le type de modulation associée :

Norme	PDH	PDH	PDH	PDH	SDH
Débit	2x2 Mbit/s	4x2 Mbit/s	8x2 Mbit/s	16x2 Mbit/s	155 Mbit/s
4 états	3,5 Mhz	7 MHz	14 MHz	28 MHz	-
16 états	1,75MHz	3,5 Mhz	7 MHz	14 MHz	-
64 états	-	-	-	-	56MHz
128 états	-	-	-	-	28MHz

1.2 3..1.2 Facteurs pouvant affecter la propagation

Pour élaborer avec précision l'ingénierie de liaisons hertziennes en vue directe, il convient de suivre la recommandation UIT-R P.530-8 (ou supérieure), laquelle définit les paramètres de propagation les plus significatifs.

Lorsqu'elle se propage, l'onde hertzienne subit principalement trois types d'atténuations :

Celle correspondant à son rayonnement en espace libre, laquelle est inévitable et toujours fixe (de l'ordre de 140 dB en général) et parfois aggravée par la présence d'obstacles. Celle provenant des variations aléatoires des conditions climatologiques : guidage et précipitations (déperditions pouvant atteindre une trentaine de dB). Celles engendrées par certains phénomènes d'interférences, conséquences de la réflexion principale ou de multi-trajets, de perturbations électromagnétiques, brouillages, fading... (déperditions pouvant atteindre une trentaine de dB).

3.1.3 Propagation en espace libre et dégagement

La station émettrice rayonne. Les ondes électromagnétiques véhiculent une énergie par unité de surface qui décroît comme le carré de la distance.

De plus, sur l'ensemble du trajet parcouru par l'onde, il est impératif de veiller au dégagement de la liaison. Relief, végétation, bâtiment interceptant le faisceau entraînent des pertes dont il faut tenir compte.

L'essentiel de l'énergie est concentrée dans la zone que l'on appelle « premier ellipsoïde de Fresnel ». L'étendue de cette zone (quelques mètres à plusieurs dizaines de mètres) varie proportionnellement avec la longueur d'onde et la longueur de la liaison. On veille donc au dégagement de ce volume.



Figure 1.01 : *Propagation en espace libre*

a- Réfraction atmosphérique

Ce volume toutefois n'est pas fixe. Comme on le remarque sur le schéma suivant, il faut tenir compte pour la définition de cette zone des conditions de l'atmosphère le long du trajet de l'onde. En effet, les rayons ne se propagent pas en ligne droite, mais suivent préférentiellement les zones de fort indice électromagnétique, soit les couches de l'atmosphère les plus denses. C'est la réfraction atmosphérique.

En fonction des paramètres climatiques, la disposition de ces couches change. Les rayons hertziens sont donc plus ou moins courbés vers la terre (super réfraction), ou au contraire, « pointent » vers le ciel (infra réfraction). Dans ce dernier cas, le dégagement de la liaison est rendu plus difficile.

Il est donc nécessaire de mener des études statistiques pour quantifier la durée au cours de laquelle ces phénomènes pourront nuire à la qualité de la liaison, et avec quelle intensité.

On remarque que pour l'ensemble des calculs, cela revient à donner une courbure moyenne au rayon. Une représentation commode, utilisée dans la figure suivante, est de faire comme si les rayons voyageaient toujours en ligne droite, et de courber en conséquence le profil des liaisons. Cela facilite notamment la description de la géométrie des rayons réfléchis.

On introduit donc un « rayon terrestre apparent », tenant compte de la déformation virtuelle de la terre vis-à-vis des ondes propagées. Il est déduit du rayon réel par un paramètre, appelé «facteur K», traduisant le gradient vertical de co-indice de réfraction.

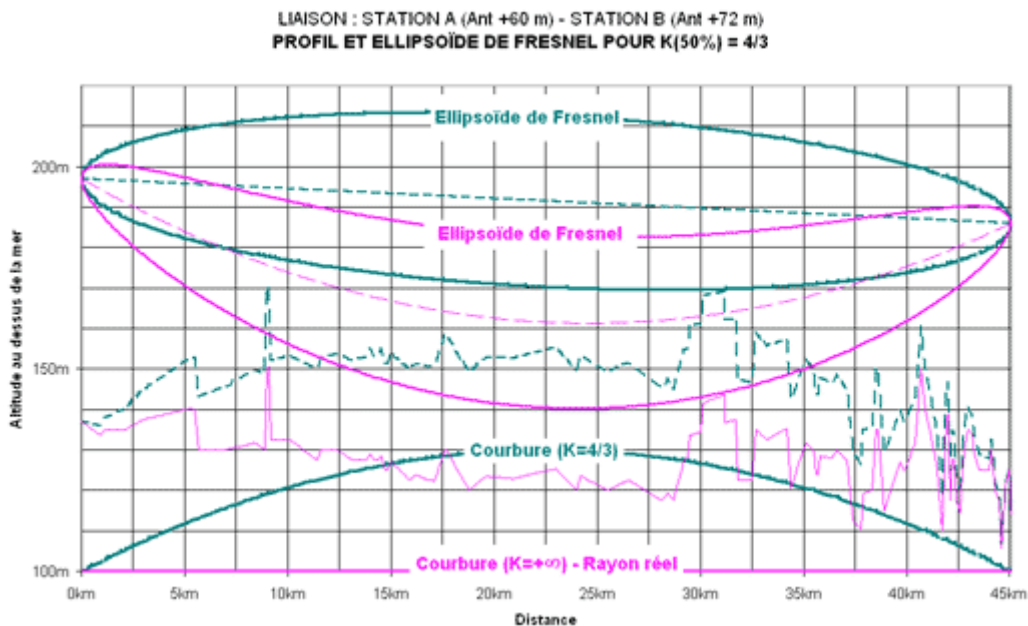


Figure 1.02 : Deux représentations d'un profil radioélectrique

b- Dégagement / diffraction

L'ellipsoïde de Fresnel est parfois partiellement obstrué par un obstacle. On distingue habituellement trois types d'obstacle :

- lame, pour des obstacles « minces »,
- rugueux, pour une paire d'obstacles de type « lame »
- sphérique, pour des obstacles obstruant le faisceau sur une distance importante.

Pour chacun, des méthodes de calcul permettent de prévoir l'atténuation supplémentaire à prendre en compte dans les bilans. Dans le cas où l'obstacle obstrue sur une portion trop importante le rayon, la liaison peut toujours être établie, mais cette fois-ci par diffraction (méthode de calcul spécifique).

i. Guidage et précipitations

Certaines caractéristiques du milieu propagateur sont donc « aléatoires ». Pour celles-ci, on a recours à des statistiques climatologiques. Il convient de considérer principalement deux phénomènes :

1. Phénomènes de guidage

Pendant un certain temps, les conditions atmosphériques peuvent entraîner un guidage du faisceau, généralement en super réfraction. Le résultat est alors similaire à un dépointage d'antenne. La probabilité d'occurrence, sur le mois quelconque, de ces «évanouissements non sélectifs» est donnée dans l'UIT-R P.530-8 par un paramètre statistique appelé facteur PL. Dans les dernières versions des avis UIT-R P.530, un autre paramètre est utilisé : le gradient dN_1 .

Ce phénomène de guidage est dimensionnant dans l'ingénierie des liaisons dont la bande fréquence est inférieure à 15GHz. Il réduira la longueur possible du bond pour des exigences de disponibilité données.

2. Atténuations dues aux hydrométéores

Pour les FH de fréquence supérieure à 8 GHz, les précipitations entraînent des pertes également considérables, d'autant plus que le taux de précipitation (en mm/h) et la fréquence sont élevés. De plus, la phase de ces précipitations influence également l'atténuation du signal. Ainsi la neige, qui a une très petite constante diélectrique, a beaucoup moins d'influence que des gouttes de pluie de même masse. La neige fondante, d'autre part, allie le large diamètre des flocons et le coefficient de la pluie pour créer un obstacle plus important que les deux séparément que l'on nomme la bande brillante. Ainsi le passage d'une onde de 10 cm dans cette bande rencontre de trois à 30 fois plus d'atténuation que dans la pluie sous la bande.

En France, l'intensité de pluie dépassée 0,01% du temps varie, selon la région, de 22 à 60 mm/h sur l'année moyenne. Ce phénomène de précipitation est donc dimensionnant dans l'ingénierie des liaisons dont la bande fréquence est supérieure à 8 GHz. Il réduira la longueur possible du bond pour des exigences de disponibilité données. L'onde est également partiellement dispersée sur la polarisation croisée (phénomène de transpolarisation). Atténuation et transpolarisation sont plus marquées pour un signal en polarisation H (horizontale).

ii. Réflexion, trajets multiples

Le signal reçu est la somme du signal principal, et de tous les signaux réfléchis (sur le sol, la végétation, et surtout les étendues d'eau). Les interférences générées entre tous ces signaux entraînent des sur-champs et des sous-champs parfois extrêmement importants mais également des distorsions (évanouissements sélectifs).

La réflexion principale est le phénomène de multi-trajet dominant. Il existe cependant d'autres cas d'importance.

- Les réflexions multiples dans une couche de guidage, le conduit atmosphérique jouant un rôle semblable à un guide d'onde : l'onde « rebondit » sur les « bords » du conduit.
- La scintillation : lors du survol d'une forêt par exemple, une partie de l'onde se propage à travers les arbres, subissant de fortes transpolarisations, et déphasages. Le champ d'interférence résultant est très instable.

3.1.4 Bilan de liaison

Le schéma synoptique typique d'un faisceau hertzien est donné ci-dessous :

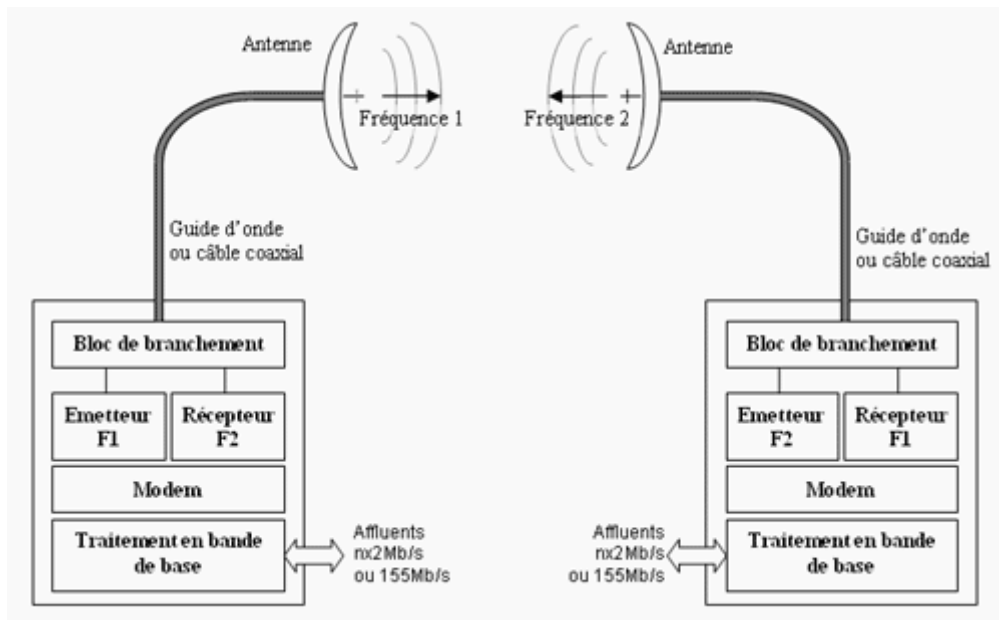


Schéma synoptique d'une liaison FH

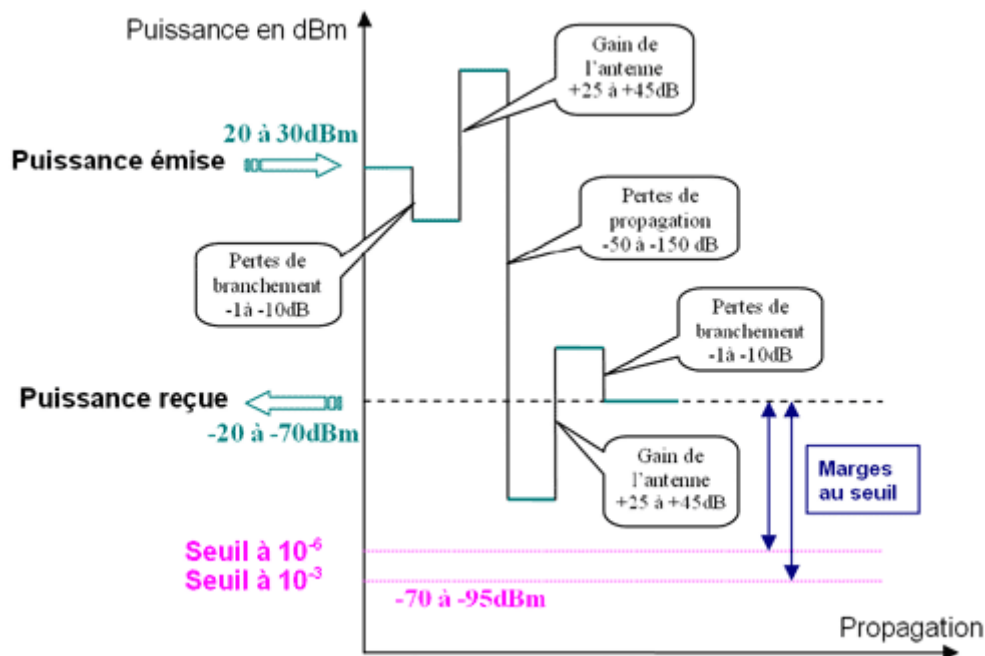
a- Calcul du bilan de liaison

Les caractéristiques des équipements d'extrémité à prendre en compte pour le calcul du bilan énergétique sont :

Puissance d'émission : C'est la puissance du signal que l'équipement hertzien peut délivrer. Elle est couramment comprise entre 20 et 30dBm.

Seuils de réception : Définis par rapport à un taux d'erreur binaire donné ($TEB=10^{-3}$ ou 10^{-6}), ils traduisent la capacité pour le récepteur à traiter le signal affaibli après propagation (vis-à-vis du bruit thermique). Dépendant de la bande de fréquence, du débit et du type de modulation, ils sont généralement compris entre -70 et -95dBm

Pertes de branchement (guide d'onde, connectique...) : Pour les équipements ne présentant pas d'antennes intégrées, il est nécessaire de relier par un câble coaxial ou un guide d'onde l'émetteur/récepteur à l'antenne. Ces déports induisent des pertes linéiques de 1 à plusieurs dB, auxquels s'ajoutent les pertes dues aux connecteurs et autres éléments de branchements.



Caractéristiques du bilan de liaison

Gain de l'antenne : Les antennes, principalement paraboliques, apportent un gain de puissance (de l'ordre de 25 à 45dB) d'autant plus grand que leur diamètre est important. La directivité du faisceau augmente avec la bande de fréquence et les diamètres de l'antenne.

L'obtention du bilan de liaison repose sur le constat simple : la station distante doit recevoir un signal tel qu'elle puisse le retranscrire avec un taux d'erreur acceptable, au regard des exigences de qualité de la liaison. Le bilan de liaison, sommation de la puissance émise et de tous les gains et les pertes rencontrés jusqu'au récepteur, doit donc être tel que le niveau de signal reçu soit supérieur au seuil de réception.

Cependant, si les caractéristiques d'émission/réception du FH jusqu'à l'antenne peuvent être connus avec précision, il est en revanche impossible de connaître à tout instant les caractéristiques du milieu traversée par les ondes.

i. Définition des marges

Les critères de performance d'une liaison définissent les pourcentages de temps alloués au cours desquels le signal doit être reçu avec une qualité et une disponibilité suffisantes.

Les objectifs de qualité se réfèrent au mois quelconque et se traduisent par les critères suivants : Seconde Erronée (au moins une erreur) et Seconde Gravement erronée (dont le TEB est $>10^{-3}$). La qualité d'une liaison est principalement affectée par les phénomènes de trajets multiples.

Les objectifs de disponibilité se rapportent à une période d'observation plus longue : TEB $>10^{-3}$ pendant au moins 10 secondes consécutives. En dehors des avaries matérielles et des opérations de maintenance, la disponibilité d'une liaison est principalement affectée par les phénomènes de guidage et les atténuations dues aux hydrométéores.

Etant donné les conditions fluctuantes de propagation qui peuvent dégrader voire interrompre occasionnellement la liaison, on définit en réception les marges de fonctionnement permettant de remplir ces critères.

La marge au seuil : Pour compenser la majorité des pertes occasionnelles de puissance (évanouissements non sélectifs) que subit le signal, la réception se fait avec une marge appelée marge uniforme ou marge au seuil. C'est la puissance que l'on pourra perdre par dégradation des conditions de propagation sans perdre pour autant affecter les performances la liaison.

La marge sélective : Comme on l'a vu, le signal ne subit pas qu'un affaiblissement au cours de la propagation. Il subit également des distorsions. Cela complique encore la tâche de réception. Pour traduire la capacité d'un équipement à traduire correctement un signal entaché de distorsion (superposition du signal direct avec ses répliques retardées), on introduit une marge dite sélective, qui découle de la caractéristique de signature du récepteur.

La présence d'un perturbateur (par exemple une autre liaison émettant sur une fréquence trop proche) peut également amener une dégradation du seuil effectif du récepteur, et réduit par conséquent ces marges.

b- Dispositifs de contre-mesure

Des dispositifs permettent d'améliorer la disponibilité et la qualité des liaisons, aussi bien vis-à-vis des aléas de propagation que de la fiabilité des équipements. Il est par exemple possible de doubler la liaison mais il existe des moyens moins lourds et moins coûteux.

i. Protection Hot stand-by

Il est possible d'opter pour une configuration d'équipement dite de « veille active » (*Hot-stand-by*), afin de pallier les éventuelles défaillances de matériels. On peut également ajouter une "diversité" : il s'agit d'un deuxième canal distinct à la liaison.

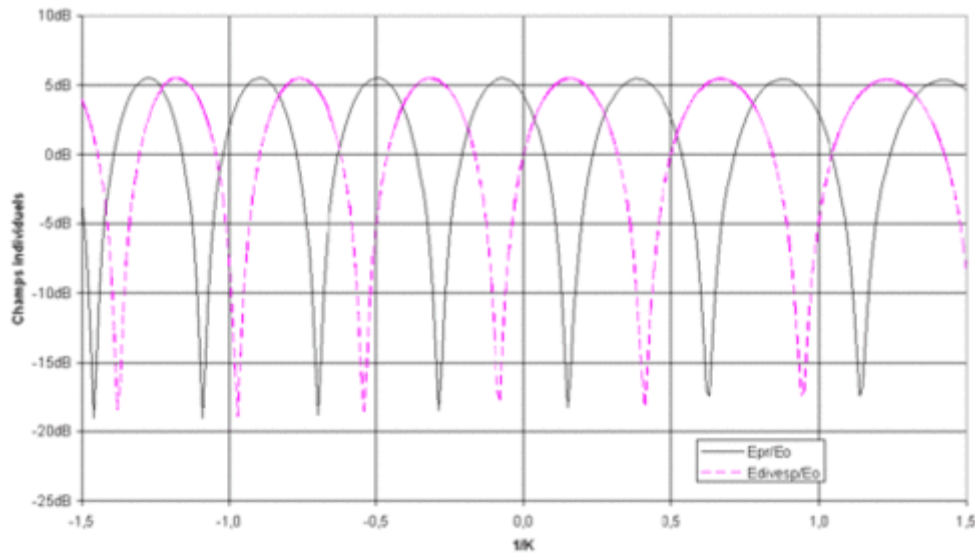
À l'émission, en cas de défaillance de l'émetteur, on bascule automatiquement sur un deuxième émetteur, de secours. Celui-ci est donc inactif la majeure partie du temps.

En réception, les deux récepteurs reçoivent. L'équipement choisit automatiquement la voie par laquelle le signal est le meilleur. En cas de panne, l'un des deux chemins reste toujours disponible, et permet le dépannage sans interruption de la liaison.

ii. Diversité d'espace et de fréquence

En introduisant une diversité on peut tirer parti des phénomènes d'interférence évoqués plus tôt.

Diversité d'espace : Un des principaux problèmes déjà mentionné concerne la présence d'un rayon réfléchi en plus du rayon direct qui entraîne la formation d'interférences dans le plan vertical des antennes de réception. La puissance mesurable présente donc des pics de sur-champ et des creux de sous-champ suivant un axe vertical. L'idée est de placer une deuxième antenne de réception distante de la première d'une demi frange d'interférence, ou d'un multiple impair de celles-ci, de manière à ce que les champs principal et de diversité soient corrélés en opposition. Le champ combiné permet ainsi de s'affranchir très largement des instabilités du champ dues aux réflexions ou aux trajets multiples.



Diversité d'espace

Diversité de fréquence : l'idée est semblable à celle de diversité d'espace. Il s'agit également de combiner deux champs dont les déphasages sont complémentaires. On exploite cette fois-ci les différences de propriétés de propagation des ondes de fréquences voisines. On émet ainsi de façon redondante sur un deuxième couple de fréquences, préférentiellement sur une polarisation croisée.

Diversité mixtes et hybrides : il est possible également de proposer des configurations mêlant les deux types de diversité précédents. On peut ainsi émettre à deux fréquences différentes sur les deux antennes de diversité d'espace (on parle alors de diversité quadruple). Il est également possible de placer une seule antenne croisée d'un côté, et de profiter de la diversité d'espace en réception de façon dissymétrique (diversité triple).

iii. Gain sur les bilans

Selon les liaisons envisagées, ces techniques permettent de maintenir une puissance reçue stable à quelques dB alors qu'en leur absence, les évanouissements de champ pourraient atteindre jusqu'à -40 dB.

- Les gains obtenus par ces méthodes se mesurent en termes de qualité accrue, bien que les marges uniforme et sélective restent identiques.
- Elles ne présentent de véritable intérêt que pour les situations où les réflexions sont prédominantes (liaison à fort survol d'étendues très réfléchissantes : eau, plaines désertiques) et la probabilité d'occurrence de trajets multiples élevée (liaisons longues ou dans des zones à fort facteur PL).

iv. Choix de la diversité

La diversité de fréquence présente l'avantage de ne nécessiter qu'une seule antenne. Les efforts sur les structures portantes sont donc moindres ; leur taille peut également être moindre. En revanche, une fois données les hauteurs d'antenne, l'écart optimal en fréquence est fixe. Cette exigence n'est pas toujours compatible avec les plans de fréquence imposés par ailleurs. Elle présente également un rendement spectral faible

La diversité d'espace nécessite deux antennes mais leur taille est souvent moindre. Par ailleurs, la méthode présente l'avantage d'une plus grande souplesse, et de performances généralement supérieures. Elle est de plus économe en fréquences, ressource ô combien rare.

3.2 Théorie des éléments de transmission hertzienne

3.2.1 Principe du faisceau hertzien

a. Définition de transmissions hertziennes

Les télécommunications hertziennes permettent des liaisons point fixe à point fixe (relais téléphoniques, relais de télévision, etc.) ou entre mobiles. La souplesse de l'infrastructure nécessaire permet de desservir des zones géographiques impropres aux communications filaires. En contre partie, l'encombrement spectral limite le nombre de canaux de communication et ce d'autant plus que l'atmosphère impose ses propres contraintes. Les fréquences des systèmes de télécommunication sont donc attribuées par des organismes de normalisation tels que l'IUT-R et l'IFBR (International Frequency Registration Board), comme par exemple dans le tableau 3.01 ci-dessous.

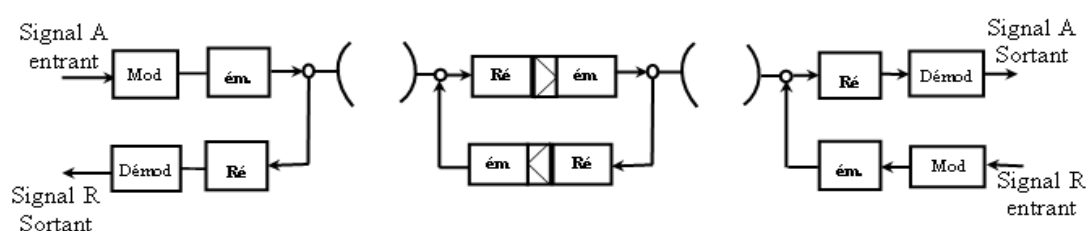
10 à 520 KHz	Système de localisation
0,520 à 1,605 Mhz	Radiodiffusion sonore AM
1,605 à 5,850 Mhz	Radiotéléphonie

41 à 68 Mhz	TV VHF (Bande I)
88 à 108 Mhz	Radiodiffusion sonore F.M
162 à 230 Mhz	TV VHF (Bande III)
261 à 470 Mhz	Radiolocalisation
470 à 890 Mhz	TV UHF
891 à 940 Mhz	Faisceaux diffusion troposphérique
960 à 1330 Mhz	Transmission par faisceaux hertziens, radar radiolocalisation.
3 à 36 Ghz	Communication par Faisceaux Hertziens et satellite (radionavigation)

Normalisation de fréquences

Un faisceau hertzien est aussi un système de transmission de signaux (aujourd'hui principalement) numériques monodirectionnelle ou bidirectionnelle et généralement permanente entre deux sites géographiques fixes. Il exploite le support d'ondes radioélectriques par des fréquences porteuses allant de 400 MHz à 100 GHz et débits pouvant atteindre 140 Mbits/s, focalisées et concentrées grâce à des antennes directives.

b. Structure de l'émission/réception pour les faisceaux hertziens



Structure de l'émission/réception

Dans ce cas, la modulation en fréquence intermédiaire FI permet la simplification des technologies, permet aussi de travailler indépendamment de la fréquence porteuse. L'émetteur transpose le signal en hyperfréquence et l'amplifie, le récepteur amplifie et égalise le signal

reçu et le transpose en FI. Emetteur et récepteur sont reliés aux antennes par des guides d'ondes ou des câbles coaxiaux.

Ces antennes sont des conducteurs alimentés en courant haute fréquence ; rayonne une énergie qui peut être recueillie par un autre conducteur. La liaison entre deux entités s'effectue sans support physique (propagation dans le vide à la vitesse de la lumière).

Ces émissions sont notamment sensibles aux masquages (relief, végétation, bâtiments...), aux précipitations, aux conditions de réfractivité de l'atmosphère, aux perturbations électromagnétiques et présentent une sensibilité assez forte aux phénomènes de réflexion pour les signaux analogiques, mais la modulation numérique peut ; au moins en partie, compenser le taux d'erreur de transmission dû à ces nuisances.

A cause des limites de distance géographique et des contraintes de « visibilité », le trajet hertzien entre deux équipements d'extrémité est souvent découpé en plusieurs tronçons, communément appelés « bonds », à l'aide stations relais. Dans des conditions optimales (profil dégagé, conditions géoclimatiques favorables, faible débit, etc), un bond hertzien peut dépasser 100km.

Les faisceaux hertziens sont utilisés souvent en réseaux d'infrastructure :

- Téléphonie, diffusion d'émission de télévision et en réseaux de desserte.
- Liaisons BTS-BSC en GSM
- Boucle Locale Radio, LMDS, MMDS

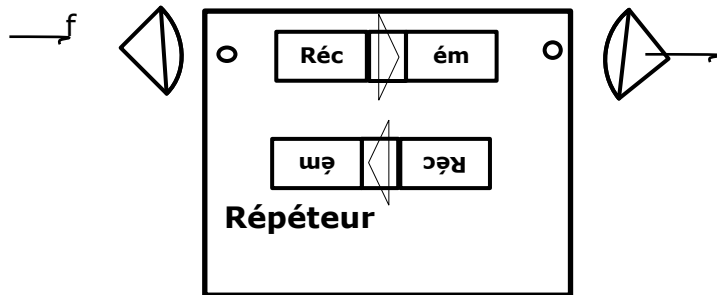
Pour l'infrastructure téléphonique à grande distance $d \cong 50\text{ km}$ en liaison directe et éventuellement la nécessité de relais :

- Passifs là où le relief est important (simples réflecteurs)
- Actifs si le signal recueilli est remis en forme, amplifié, puis retransmis à courtes distances en liaison « à vue » ; infrastructure GSM LS.

c. Notion de répéteur Hertzien

Rôles et structures du répéteur Hertzien

Un faisceau hertzien est constitué de station terminale et de station relais. Concernant ce dernier type, en général, le plus répandu, la fonction de sous ensemble répétitif affecté à cette station leur a fait donner le nom de répéteur. La figure 3.03 ci-dessous nous montre un exemple d'application sur le répéteur.

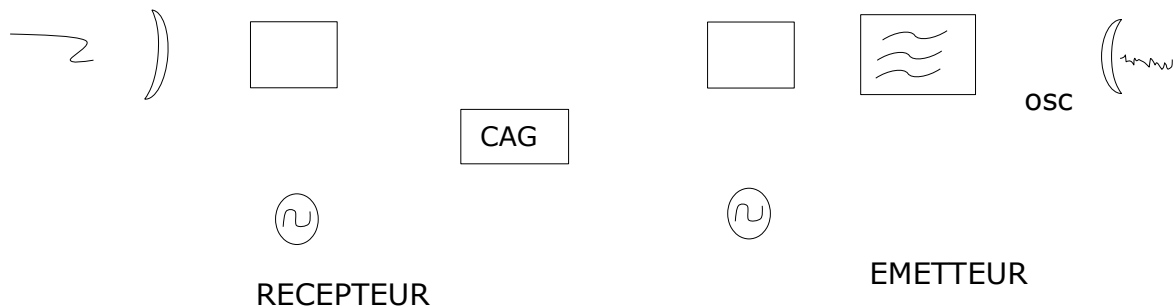


Amplification et changement de fréquence

Les répéteurs hertziens doivent, à chaque instant, composer l'affaiblissement de propagation de la bonne radio électrique ; l'ordre de majorités de 60 à 110dB, et rétablir de nouveau de signal d'émission (0,1 à 10w) ; changer la fréquence, par exemple, recevoir la fréquence f et remettre à la fréquence f' .

Exemple d'un répéteur

La majorité de l'amplification est, en général, obtenue en fréquence intermédiaire la partie répéteur du récepteur étant du type superhétérodyne.



Répéteur hétérodyne

Ampli FIA₁ et A₂, Ampli A₃ SHF (super haut fréquence), Mélangeur d'émission M_e, Commande automatique de gain CAG, Oscillateur local de réception et d'émission o L_r, o L_e et Fréquence hétérodyne de réception et d'émission $f h_r, f h_e$.

Il diffère du précédent par l'usage d'une conversion FI/SHF. Les choix de fréquence hétérodyne est « fh » permet de réaliser le changement de fréquence de f à f' , dont nous pouvons écrire :

$$f - f H_r = FI \text{ et } f' = f H_e + FI$$

Type de terminaux à émetteur terminal hétérodyne, à mélangeur d'émission (UP couvert). Nous pouvons déduire de la figure 3.05, qu'il s'agit de la partie repérée comme émetteur attaqué en fréquence intermédiaire (FI). Dans ce cas, il est fait usage d'un modulateur de fréquence réalisée en FI (70 ou 140Mhz) et attaquée en bande de base.

d.Propagation en visibilité directe

Les o.é.m subissent en se propageant :

- Réflexion
- Réfraction
- Diffraction
- Absorption

La propagation en visibilité veut dire une liaison sur laquelle la diffraction peut être négligée par dégagement minimum sur le bond, la puissance sur le récepteur est la même qu'en espace libre et règle du dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel.

Les lois de l'électromagnétisme sont les mêmes à toutes les fréquences, mais la diffraction a des conséquences très différentes suivant l'ordre de grandeur de la longueur d'onde λ avec :

$$\lambda [m] = \frac{C}{f}$$

Jusqu'à quelques dizaines de Mhz et λ de quelques mètres, les obstacles naturels sont plus petits que λ la diffraction domine. Dans les bandes VHF de 30-300 Mhz et UHF de 300 Mhz-3Ghz, comportement intermédiaire, la diffraction est faible.

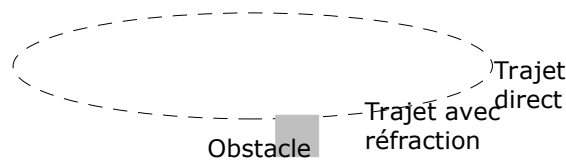
Les hyperfréquences pour λ centimétrique et millimétrique, comportement proche des ondes lumineuses, la diffraction a un rôle mineur aux faisceaux hertziens, l'émetteur et le récepteur sont en visibilité directe.

La présence de la terre et de l'atmosphère introduit divers phénomènes physiques qui peuvent énormément modifier le champ que l'on calculerait en espace libre, même si les deux extrémités de la liaison sont en visibilité directe.

La visibilité est un mot emprunté à l'optique, ne peut être transféré sans précaution dans le domaine radioélectrique, en raison de l'ordre de grandeur très différent des longueurs d'onde.

Conditions de propagation FH

La propagation en espace libre introduit un certain nombre de contraintes et d'avantages. La rotondité de la terre limite la propagation en vision directe à une cinquantaine de kilomètres d'où l'emploi de tours. Par ailleurs ; la réfraction des ondes EM sur les différents obstacles du trajet de l'onde introduit des trajets différents.



Trajectoire directe parvenant par réfraction

L'onde résultante est la somme (vectorielle) de l'onde en trajectoire directe et des signaux parvenant par réfraction. De ce fait, si les signaux dus aux réfractions parviennent en opposition de phase avec le signal direct, le signal résultant peut être très sensiblement atténué.

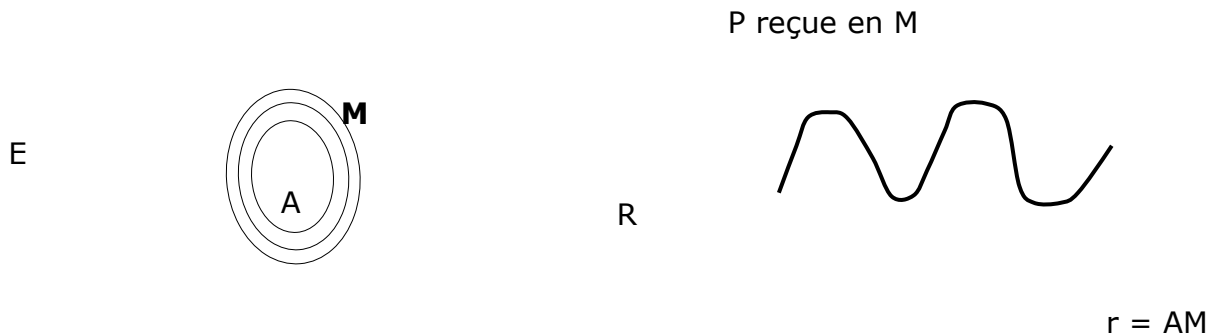
Pour éviter ce genre d'inconvénient, il est nécessaire d'assurer un espace de dégagement, c'est-à-dire une hauteur minimum ρ donnée par :

$$\rho = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

λ étant la longueur d'onde.

Enfin, l'atmosphère terrestre n'est pas un milieu homogène. En premier lieu, les phénomènes météorologiques (pluie, vapeur d'eau) se traduisent par des phénomènes d'absorption pour certaines longueurs d'ondes. D'autre part, les couches supérieures de l'atmosphère (ionosphère) permettent la réflexion d'o.e.m de longueur d'ondes donnée.

Contrairement aux ondes lumineuses, les transmissions hertziennes sont donc exploitables pour les télécommunications à longues distances.

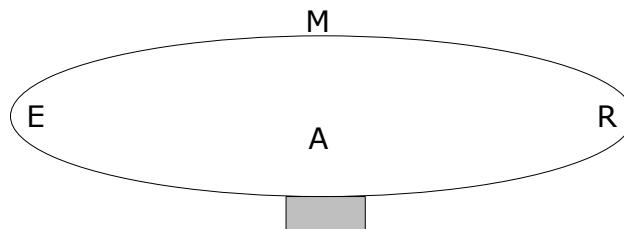


Ellipsoïde de Fresnel et sa courbe représentative

Ce cercle est une source secondaire qui apporte la même contribution au champ en R car toute en phase. r_1 et r_2, \dots tels que : $EMR - EAR = \frac{n\lambda}{2}$,

avec $n = 1, 2, \dots$

Le lieu de M est un ellipsoïde qui délimite l'espace où la plus grande partie de l'énergie se propage entre E et R et doit donc être dégagé de tout obstacle (sinon diffraction).



d = Distance entre émetteur-récepteur

Fig 3.07 Ellipsoïde de Fresnel

Pour dégager ce genre d'obstacle, il est nécessaire d'assurer un espace de dégagement, c'est-à-dire une hauteur minimum p donnée par :

$$\rho = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda d}$$

λ	ρ
5 cm	25 m
5 m	250 m
500m	2 500m

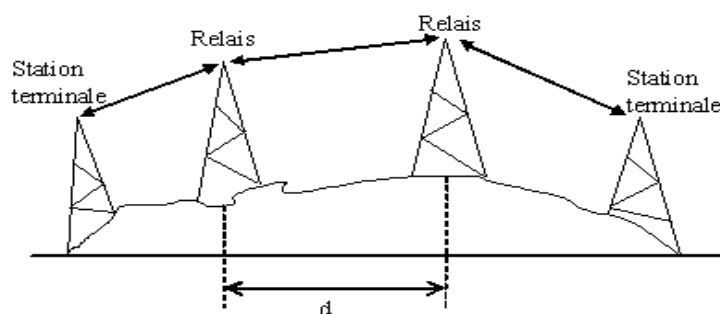
Récapitulatif valeur de λ et ρ

Les ondes centimétriques peuvent donc, sur des distances de quelques dizaines de km, être transmises en visibilité, à condition d'utiliser des pylônes ou de bénéficier d'une configuration adéquate de terrain. Pour les ondes métriques ou plus longues, il est en pratique impossible de dégager le premier ellipsoïde de Fresnel. Les liaisons à ces fréquences ne sont donc jamais en visibilité.

Types des liaisons radioélectriques

La communication bidirectionnelle entre deux points en vue, chacun équipé d'un émetteur et d'un récepteur, sont généralement en visibilité, exceptionnellement, une liaison peut s'établir en utilisant la réflexion et la diffusion par ionosphère (haute atmosphère, 70 à 1000km d'altitude) dans la bande des ondes courtes (3 à 25 Mhz). On obtient une liaison transhorizon de très longue portée, mais de faible capacité.

Une liaison peut s'établir en visibilité directe entre plusieurs stations placées sur des points hauts de distance $d \cong 50 \text{ Km}$.



Une liaison en visibilité directe entre plusieurs stations

$$d = 2\sqrt{2HR}$$

Avec h hauteur des antennes et R rayon de la terre.

Affectation des fréquences dans les faisceaux hertziens

Pour un grand nombre d'utilisateurs (ou de liaisons) pour une ressource rare, il est nécessaire de planifier l'utilisation des fréquences. Il est possible alors de jouer sur le plan de fréquence proprement dit, mais aussi sur l'utilisation des polarisations Verticale ou Horizontale en utilisant les découplages d'antenne pour augmenter la capacité des liaisons. Comme nous avons par exemple de la figure 3.09.

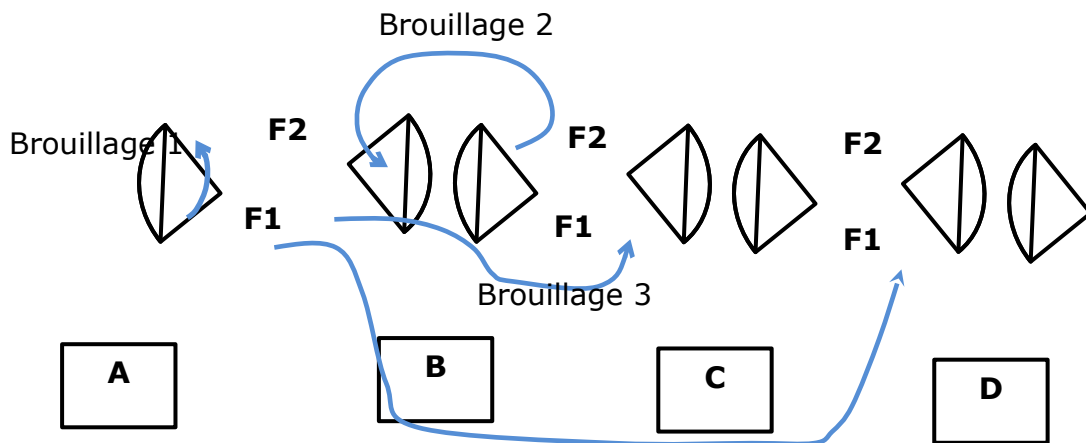


Fig 3.09 Utilisation d'un seul couple de fréquences

Brouillage 1 : le niveau F1 perturbe la réception du niveau faible F2, filtrage insuffisant.

Brouillage 2 : le nouveau fort F1 perturbe la réception du nouveau faible F1, problème lié au lobe arrière de l'antenne.

Brouillage 3 : le nouveau faible F1 perturbe la réception du nouveau faible F1, problème lié à la résistance, aux brouilleurs co-canaux.

Dans ce cas ; chaque guide d'onde n'achemine qu'un seul sens de transmission. Il faut deux antennes et quatre guides d'onde par station et par direction.

e. Pertes dans l'espace libre

Dans le cas de la fréquence de la porteuse, f est en Ghz, $P_{ém}$ puissance d'émission, P_{\Re} puissance reçue, $G_{ém}$ gain de l'antenne d'émission, G_{\Re} gain de l'antenne de réception et de distance entre deux antennes.

$$10 \log \frac{P_{ém}}{P_{\Re}} = 92,45 + 20 \log f + 20 \log d - G_{ém} - G_{\Re}$$

Alors la perte de l'espace libre :

$$A_{EL}(dB) = 92,45 + 20 \log f [GHz] + 20 \log d [Km]$$

Les faisceaux hertziens sont considérés comme une visibilité directe lorsque le rayon transmis entre les deux stations ne rencontre aucun obstacle pendant la majorité du temps. Il faut tenir compte des effets de la propagation dont les principaux sont :

- les évanouissements par diffraction dus à l'obstacle.
- l'absorption par les gaz de l'atmosphère.
- l'affaiblissement dû à la présence de particule solide dans l'atmosphère.
- l'atténuation et la transpolarisation par les hydrométéores (pluies, glaces, etc.)
- la distorsion du signal due aux évanouissements sélectifs et au retard différentiel de propagation en cas de trajet multiple.

f. Atténuation des ondes

Les atténuations troposphériques sont provoquées par des gaz et hydrométéores, comme l'absorption moléculaire par les gaz atmosphériques (O_2 , CO_2) et vapeur d'eau, l'absorption et la diffusion par les particules liquide et solide (hydrométéores : pluie, brouillard, nuages neige, grêle).

Atténuation par les gaz

L'absorption moléculaire est due, presque uniquement, à l'oxygène et à la vapeur d'eau. Les zones d'absorption intense de la vapeur d'eau sont centrées vers 22,2 GHz, 183 GHz et 325 GHz mais, entre ces zones, l'absorption reste assez importante.

Atténuation par les nuages

Constitués de plusieurs centaines de particules d'eau par cm^3 , les nuages provoquent dans certaines gammes de fréquence des atténuations importantes sur les ondes radioélectriques. Les particules d'eau sont, en général, de petites tailles (diamètre $< 100 \mu m$).

Atténuation par les Pluies

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

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

L'atténuation linéique γ en dB/km pouvait s'écrire en fonction de l'intensité de pluie R en mm/h par la relation :

$$\gamma = \alpha R^b$$

Les coefficients α et b dépendent de la fréquence et de la polarisation. Le tableau ci-dessous fournit les valeurs les plus caractéristiques des régions tempérées.

Fréquence (Ghz)	α_H	α_v	b_H	b_v
1	0,0000387	0,0000352	0,912	0,880
10	0,0101	0,00887	1,276	1,264
20	0,0751	0,0691	1,099	1,065
30	0,187	0,167	1,021	1,000
40	0,350	0,310	0,939	0,929
50	0,536	0,479	0,873	0,868

Caractéristiques des régions tempérées

Le paramètre A_p résume toutes les caractéristiques du trajet. La forme suivante a été proposée (CCIR) pour la gamme 8 à 35 GHz

$$A_p = -10 \log_{10} \frac{1}{2} \tau \sin^2 \varphi$$

dans cette expression τ est l'angle d'inclinaison du plan de polarisation par rapport au plan horizontal, φ est l'angle d'élévation du trajet et f est la fréquence en GHz.

Atténuation due aux arbres

L'atténuation par temps sec est de la forme suivante (lois de Weissberger) pour un bosquet dense d'épaisseur e à la fréquence f .

$$A = 1,33 * e * f^{0,284} \text{ en dB pour } 0 < e < 14 \text{ m et } f \text{ en GHz}$$

$$A = 1,33 * e^{0,58} * f^{0,284} \text{ en dB pour } 14 < e < 400 \text{ m et } f \text{ en GHz}$$

Avec le feuillage, ajouter 3 à 5 dB. Il peut arriver qu'une tranche d'atmosphère peu épaisse mais de gradient d'indice très élevé amène une propagation guidée au-dessus d'une forêt située en zone très plate.

g. Moyens pour lutter contre les troubles de propagation

Un premier moyen consiste à prévoir une marge de puissance d'émission qui compense l'affaiblissement supplémentaire passages. Cette manière de lutter contre le fading entre une certaine restriction quand-tu-au-choix de l'itinéraire est de la longueur de bonne radio électrique. Un autre moyen consiste à chercher à ce que deux ou plusieurs chemins puissent concourir à véhiculer la même information. Ces chemins peuvent être caractérisés par la fréquence porteuse : C'est le cas de la directivité de la fréquence porteuse ou diversité de fréquence. Le nombre de chemins déterminent l'ordre de diversité.

h. Les systèmes numériques utilisés en faisceau hertzien

Depuis 1970, dans le réseau local, des liaisons à 2 et 8 Mbit/s, puis à 52 Mbit/s sont utilisés. Ils sont remplacés, ensuite, par les échelons normalisés à 34 et 140 Mbit/s dans le réseau interurbain (interrégional ou provincial) voir Tableau 06 ci-après.

Bande (GHz)	Débit (Mbit/s)	Modulation	Puissance	Particularités
2,1-2,3	2/8/34	MDP-4	250mW	Réseau local
3,8-4,2	2 x 34	MDP-8	0,5-1W	Anciennementanalogique
5,9-7,1	140	MAQ16	0,4 W	Anciennementanalogique
7,4-7,7	2/8/34	MDP-4	0,1-0,4 W	
8-8,5	2 x 34	MDP-8	0,5-1 W	Anciennementanalogique
10,7-11,7	40	MDP-8	10 W	Réseau longue distance
12,75-13,25	34	MDP-4	10 à 160 mW	Vidéo
15,3	2/8	Mdf	10 à 100 mW	courte distance

Principaux systèmes numériques des faisceaux hertziens

La faible sensibilité des transmissions numériques aux bruits et aux variations de niveau est très intéressante en radiocommunication.

Les liaisons numériques permettent de réduire les puissances d'émission et la taille des antennes. Grâce à la régénération et au faible rapport porteuse à bruit exigé en numérique, des recouvrements entre canaux voisins, émis sur 2 polarisations orthogonales, sont tolérables et les porteuses peuvent être resserrées.

1.3 Antennes

3.3.1 Généralité

L'antenne d'émission est un conducteur qui transforme l'énergie électrique en énergie de rayonnement. Celle de réception effectue l'opération inverse. La qualité d'une antenne dépend de la puissance mise en jeu, de sa résistance, de sa longueur, etc.

De ce fait, les matériaux les plus adéquats pour une antenne de longueur supérieure à 10 m et le fil de cuivre émaillé de préférence afin d'éviter l'oxydation pour les antennes plus courtes. Des tubes de cuivre, de duralumin ou d'aluminium sont les plus utilisés.

Autour d'une antenne, maintenue horizontalement, propage donc une o.e.m à polarisation horizontale, tandis que celle maintenue verticalement propage une o.e.m à polarisation verticale.

i. Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne est celle du champ électrique de l'onde qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit de façon privilégiée, par exemple au travers de son lobe principal. Si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne se trouve toujours dans le même plan, la polarisation est dite linéaire. Sinon la polarisation est elliptique avec le cas particulier de la polarisation circulaire. Une polarisation linéaire peut être horizontale ou verticale.

Les vecteurs $\vec{E}(t, x, y, z)$ et $\vec{B}(t, x, y, z)$ sont orthogonaux au vecteur du vecteur d'onde (donc à la direction de propagation). L'orientation du vecteur $\vec{E}(t, x, y, z)$ par rapport au plan horizontal définit la polarisation de l'o.e.m.

ii. Effet du sol

La terre agit comme un miroir par toutes antennes. En toute rigueur, il faut donc considérer deux antennes rayonnantes et non pas une seule, comme il a été précédemment fait en analysant l'antenne d'hertz. Tout se passe comme si une antenne connectée au ras du sol est prolongée en dessous. L'antenne de marconi de longueur $\lambda/4$ fixé au sol a son diagramme de rayonnement identique à celui de l'antenne de hertz, est acceptée pour la réception qui n'est possible qu'au dessus du sol.

iii. Densité de puissance de rayonnement

La représentation de la portée d'une antenne est obtenue par son diagramme de rayonnement, lieu géométrique des puissances de rayonnement égal dans son voisinage.

$$DSP \propto$$

iv. Antennes dans les transmissions hertziennes

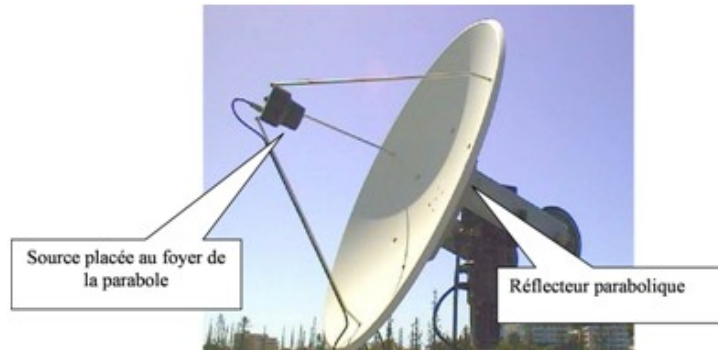
La quantité d'informations que l'on peut transporter dépend de nombreux facteurs : la distance entre deux points d'une liaison, la sensibilité aux perturbations, la puissance que l'on peut allouer pour les émetteurs, etc.

Le type de communication que l'on souhaite réaliser peut s'accommoder d'une infrastructure plus ou moins lourde (câbles, antennes et pylônes, répéteurs). Enfin, en fonction de l'application ou de la topologie du milieu, il peut être plus ou moins simple ou plus ou moins économique de tirer des lignes. Il peut donc y avoir transmission en espace libre ou sur des supports spécifiques (transmission guidée). Pour ces derniers, l'optique tend à se généraliser, alors que les transmissions en espace libre restent l'apanage des ondes électromagnétiques.

v. Antennes utilisées pour des liaisons Hertziennes***1. Antenne parabolique***

Une antenne parabolique, communément appelée parabole par le grand public, est une antenne disposant d'un réflecteur en forme de parabole.

Les propriétés géométriques de la parabole permettent de concentrer tous les rayons reçus en un point unique appelé foyer. C'est en ce point que l'on placera une petite antenne (la source) qui est alimentée en émission, et qui capte le signal en réception.



Présentation d'antenne parabolique

Parfois, en particulier pour les faisceaux hertziens, l'antenne parabolique est recouverte d'une « enveloppe » rigide, le radôme (comme radar et dôme). Le radôme permet de protéger l'antenne de l'eau et des accumulations de glace. Le matériau ne doit pas introduire de perte de puissance.

2. Gain d'une antenne parabolique

Le gain isotrope de l'antenne parabolique dépend principalement de son diamètre et de la fréquence d'utilisation (en fait de la longueur d'onde) mais aussi, dans une moindre mesure, de l'efficacité du système d'illumination de la parabole par la source (coefficient k) et de la précision de réalisation du réflecteur.

Le gain d'une antenne parabolique est donné par la relation suivante :

$$G_{dBt} = 10 \log \left[\eta * \left(\frac{\pi * D_r}{\lambda} \right)^2 \right]$$

avec : η : rendement du système d'illumination (source), généralement compris entre (0,5 et 0,8), D_r : diamètre du réflecteur parabolique, λ : longueur d'onde d'utilisation. D_r et λ doivent être exprimés dans la même unité.

Plus l'antenne est grande devant la longueur d'onde, plus le gain est important. Les antennes paraboliques sont peu utilisées en dessous de 1 GHz.

3. Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture a -3dB d'une antenne parabolique est lié à la dimension de l'antenne. Plus l'antenne est grande devant la longueur d'onde, plus le gain est important et plus l'antenne est directive.

L'angle d'ouverture est donné par la relation suivante :

$$\theta[\text{degrés}] = \frac{70 * \lambda}{D_r}$$

4. Formule pour déterminer le paramètre des antennes

Nous avons vu que le rayonnement d'une antenne n'est pas isotrope (la puissance par unité de surface n'est pas répartie identiquement dans tout l'espace). La puissance surfacique P_{ra} à une distance d donnée de l'antenne dépend donc de la direction définie en azimut et élévation. Il est alors usuel de définir le gain d'antenne G_1 en normalisant la puissance rayonnée P_{ra} par l'antenne avec la puissance rayonnée par une source isotrope ponctuelle.

Avec une source isotrope, la puissance émise P_E donnerait lieu à une puissance surfacique p_{iso} constante à la même distance d de l'antenne. La puissance surfacique p_{iso} serait alors égale à la puissance émise P_E divisée par la surface de la sphère de rayon R_T :

$$p_{iso} = \frac{P_E}{4 \pi d^2}$$

De ce fait, le gain de l'antenne est :

$$G_1 = \frac{P_{ra}}{p_{iso}}$$

Ce gain peut également être exprimé en dB :

$$G_1 = 10 \log(G_1) = 10 \log\left(\frac{P_{ra}}{p_{iso}}\right)$$

La surface constituée par G_d pour toutes les directions est appelée diagramme de rayonnement de l'antenne et la valeur maximum de G_d prend la dénomination de gain de l'antenne. Une antenne à fort gain est une antenne directive.

Considérons une antenne, en réception, placée à une distance éloignée de la source électromagnétique et de façon à être dans le lobe principal du gain d'antenne. Celle-ci reçoit

une certaine puissance P_{ra} . La surface plane S , placée perpendiculairement à la direction de propagation, recevant la même puissance P_r que l'antenne, est appelée «surface équivalente » de l'antenne. On démontre qu'il existe une relation entre le gain de l'antenne G et la surface (aire) équivalente A_{eq} :

$$A_{eq} = \frac{G_2 \lambda^2}{4\pi}$$

Considérons maintenant une antenne en émission. La puissance due au rayonnement de l'antenne à une distance d est donnée par :

$$P_{ra} = \frac{G_1 P_E}{4\pi d^2}$$

La puissance captée par une antenne en réception à une distance d est donc :

$$P_{cpt} = P_{ra} * A_{eq} = \frac{\frac{G_2 \lambda^2}{4\pi} * G_1 P_E}{4\pi d^2}$$

$$P_{cpt} = G_2 * G_1 \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 P_E$$

5. Expression de puissance émise par une antenne à une distance d

En considérant la propagation sans perte d'une onde sphérique, le flux de puissance (en W/m²) à une distance d de l'antenne s'écrit :

$$\phi(d) = \frac{P_e}{4 * \pi * d^2}$$

La puissance captée par un élément de surface δS placé à la distance d de l'antenne et dont la normale est dirigée vers cette antenne d'émission est alors égale à $(\phi(d)) \delta S$. En intégrant sur la surface de la sphère de rayon d on doit retrouver la puissance émise P_e :

$$P_e = \int_{\theta=0}^{\theta=2\pi} \int_{\varphi=0}^{\pi} d^2 \sin(\varphi) G_e \frac{(\theta, \varphi) * P_e}{4 * \pi * d^2} * d\varphi * d\theta$$

6. Prise en compte des pertes d'antennes

Les antennes sont à l'origine de pertes par désadaptation et n'ont pas non plus un rendement idéal. L'équation précédente peut donc se compléter :

$$\frac{P_r}{P_e} = G_e G_r \eta_e \eta_r (1 - |S_{11}|^2) (1 - |S_{22}|^2) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

avec : η_e est le coefficient d'efficacité de l'antenne d'émission, η_r est le coefficient d'efficacité de l'antenne de réception, S_{11} est le coefficient de réflexion sur l'antenne d'émission, S_{22} est le coefficient de réflexion sur l'antenne de réception.

7. Prise en compte des pertes par désadaptation de polarisation

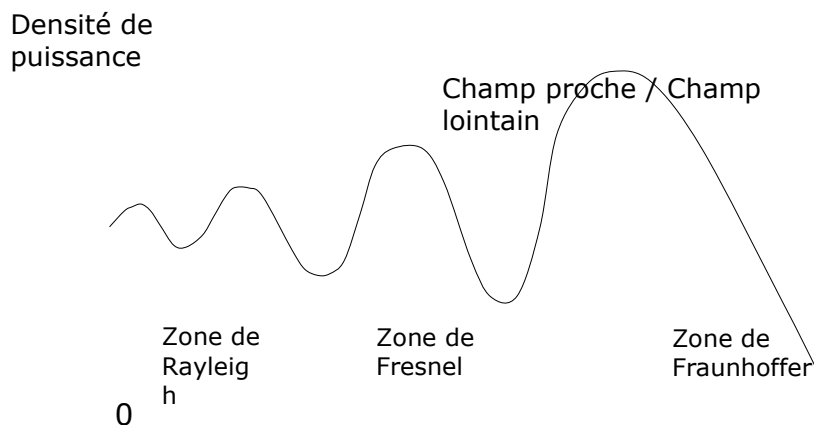
Les antennes d'émission et de réception ne fonctionnent pas forcément avec la même polarisation (par exemple, une polarisation circulaire à l'émission et une polarisation rectiligne à la réception). De plus, dans le cas où les deux polarisations sont rectilignes, il peut se trouver que les directions de polarisation ne soient pas alignées.

On rajoute à la formule le terme $|\vec{u} * \vec{v}|^2$ pour tenir compte de cette désadaptation. La formule complète devient alors :

$$\frac{P_r}{P_e} = G_e G_r \eta_e \eta_r (1 - |S_{11}|^2) (1 - |S_{22}|^2) |\vec{u} * \vec{v}|^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

8. Caractéristiques des antennes

La polarisation peut être Linéaire, Circulaire, Elliptique



1. Courbe caractéristique

La directivité D est le rapport de l'intensité de rayonnement dans toute une direction et de la valeur moyenne de cette intensité dans toutes les directions :

$$D = \frac{\Psi}{\frac{1}{4} \iint \Psi d\Omega} = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4} \iint \Psi(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}$$

Le Gain G est le rapport entre la puissance qu'il faudrait fournir à une antenne de référence et celle à fournir à l'antenne considérée pour produire la même intensité de rayonnement dans une direction donnée (gain en dBi, dBd ou en dB). Si pas de pertes alors $G=D$

Avec l'aire équivalente A_{eq} . Nous avons par principe de réciprocité :

$$\frac{D}{A_{eq}} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

Avec le rendement n :

$$\eta = Li + P_{db} + D_{if} + E_{fd} \approx 0,5 < n < 0,8$$

L'illumination (Li), pertes par débordement (P_{db}), diffraction (D_{if}) et l'effet d'ombre (E_{fd}) tel que $A_{eq} = nS$, avec S et la surface réelle de l'ouverture d'où :

$$G = n \frac{4\pi S}{\lambda^2}$$

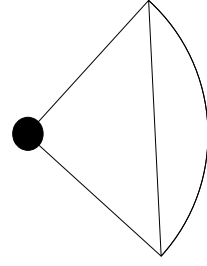
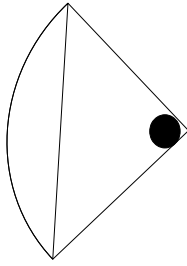
Nous allons voir les antennes pour les faisceaux hertziens et communications par satellite, source rayonnante et réflecteur paraboloidal et très directive.

- $G = 30$ dBi faisceau hertzien
- $G = 50$ dBi station terrienne, 30 dBi satellite

Les antennes pour la communication mobile sont omnidirectionnelles (plan ou demi-plan) et directives pour station de base (couverture urbaine).

Pour diminuer la puissance d'émission, la technique des faisceaux hertziens utilise des antennes très directives.

L'antenne réelle est placée au foyer optique d'une parabole qui réfléchit les ondes en un faisceau très concentré (limitant ainsi la dispersion de l'énergie radioélectrique).



2. Antenne d'émission et de réception

Il est possible d'utiliser des cornes avec un gain plus faible, généralement pour les liaisons courtes et des fréquences supérieures à 10Ghz.

3.3.2 Calcul du bilan de liaison

Le bilan de liaison est un résumé chiffré exhaustif des influences des différents phénomènes physiques qui interviennent lors de la propagation de l'onde électromagnétique.

En fin de compte, tant pour les transmissions de signaux numériques que pour l'acheminement des signaux analogiques, le point crucial est le rapport signal sur bruit. En fonction de l'application, un certain niveau de rapport signal sur bruit doit être respecté. Les dispositifs d'émission, les milieux de propagation, les relais et enfin les dispositifs de réception sont tous entachés de bruits qui vont s'ajouter les uns aux autres. L'affaiblissement du signal dégrade également le rapport signal sur bruit. Le dimensionnement de la liaison dépend donc de ces paramètres.

Le bilan de liaison va donc consister à déterminer l'ensemble des atténuations et amplifications d'un signal. Le plus simple est alors d'exprimer les puissances en dBm ($P_{dBm} = 10 \log_{10}(P/1\text{ mW})$) et les atténuations ou les amplifications en dB. Le but est de déterminer si le niveau de la puissance reçue par le récepteur sera suffisant pour que la liaison fonctionne correctement.

La liaison émetteur-antenne émission

Elle est généralement réalisée en câble coaxial. A plus haute fréquence (> quelques GHz), elle peut être réalisée en guide d'onde. Elle est caractérisée par son atténuation L_E , exprimée en dB.

L'émetteur est caractérisé par sa puissance émise P_E et l'antenne d'émission par son gain d'antenne G_E . La distance « d » est la distance entre l'émetteur et le récepteur, et nous pouvons montrer à partir du calcul de la sphère de l'antenne isotrope et de la définition du gain d'antenne, que cette distance introduit une atténuation A_E en espace libre, exprimée en dB:

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

Les pertes en ligne d'alimentation se calculent à partir des données constructrices, alors que celles de l'atténuation dans l'espace dépendant de la distance et de la fréquence, sont données en décibel par cette équation pour les atténuations avec quelques diverses distances.

Liaison antenne réception- récepteur

Comme dans le cas de la liaison émetteur-antenne émission, elle est caractérisée par l'atténuation L_R , exprimée en dB. L'antenne de réception, elle est caractérisée par son gain d'antenne G_R exprimé en dBi. Le paramètre qui nous intéresse ici est P_R , puissance reçue par le récepteur exprimée en dBm :

$$P_r = \frac{G_{ém} * P_{ém}}{4 \pi d^2} * S_R$$

avec :

$$S_R = \frac{\lambda^2 * G_R}{4 \pi}$$

nous avons :

$$P_r = \frac{\frac{G_{ém} * P_{ém}}{4 \pi d^2} * \lambda^2 * G_R}{4 \pi} = P_{ém} G_{ém} G_R \left(\frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2$$

En partant de $P_{ém}$ et en retranchant toutes les sources d'atténuation du signal et d'ajouter les gains d'antenne. Nous pouvons aussi déterminer P_R par le récepteur:

$$P_r = P_{ém} - L_{ém} + G_{ém} - A_{EL} + G_R - L_R$$

Le terme $P_{ém} - L_{ém} + G_{ém}$ correspond à la PIRE exprimée en dBm, au niveau de l'antenne d'émission. Et que si l'émetteur et le récepteur sont reliés directement à leurs antennes $L_{ém}$ et L_R sont nuls, alors nous avons donc :

$$P_r = PIRE + G_R - A_{EL}$$

Relation entre champ et puissance reçus

Pour une antenne de gain unité :

$$P_r = E * H \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

Avec champ magnétique \vec{H} et champs électrique \vec{E} d'où $|\vec{E}|$ et $|\vec{H}|$ sont orthogonaux et perpendiculaires à la direction de propagation. Comme $E/H = 120\pi$ alors : $P_r = \frac{E^2 * \lambda^2}{480\pi^2}$ nous avons :

$$E^2 = 480 \frac{\pi^2 * f^2}{C^2} * P_r$$

E en $\mu V/m$, f en MHz et P_r en mW : $\frac{E^2}{10^{12}} = 480\pi^2 10^{12} f^2 \frac{1}{10^3} * P_r$ nous donne :

$$E_{dB\mu V/m} = P_r[dBm] + 20 \log f [MHz]$$

Si l'antenne a un Gain G, il vient :

$$E[dB\mu V/m] = P_r[dBm] - G[dBm] + 20 \log f [MHz] + 77,21$$

Sensibilité d'un récepteur

La sensibilité d'un récepteur est l'amplitude du signal qu'il faut appliquer à son entrée pour obtenir à la sortie du démodulateur un rapport signal/bruit déterminé pour la transmission analogique et un taux d'erreur donné en transmission numérique (10^{-3} ou 10^{-6}). C'est la puissance minimale en dessous de laquelle, la qualité de la liaison est dégradée.

9. Bruit et rapport signal à bruit RSB

L'expression de la température équivalente du bruit d'une antenne est :

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \iint D(\theta, \varphi) T(\theta, \varphi) d\Omega$$

Et la puissance du bruit du récepteur est :

$$P_B = k T_A B$$

Avec k température absolue, B bruit. Ainsi le facteur du bruit du récepteur est donné à partir de la figure suivante.

LNA



1. Facteur de bruit du récepteur

Nous avons donc :

$$F_{\mathfrak{R}} = 1 + \frac{T_{\mathfrak{R}}}{T_0}$$

10. Bruit et rapport Porteuse à Bruit [02]

Calcul du C/N en entrée du récepteur pour la porteuse $P_{ém} G_{ém} G_{\mathfrak{R}} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$ et le bruit total est donc:

$$P_B = k (T_A + T_R) B$$

Le rapport porteur sur bruit :

$$\frac{P_r}{P_B} = \frac{\frac{PIRE * G_{\mathfrak{R}}}{(T_A + T_R)} * 1}{kB} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \frac{C}{N}$$

D'où $T_{\mathfrak{R}}$ est la température équivalente du récepteur.

Le facteur de mérite de la station de réception est :

$$\frac{G_R}{(T_A + T_R)}$$

11. Condition du bon fonctionnement d'une liaison hertzienne

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

Les caractéristiques des équipements d'extrémité à prendre en compte

12. Pour le bilan de puissance

Puissance d'émission : C'est la puissance du signal que l'équipement hertzien peut délivrer. Elle est couramment comprise entre 20 et 30dBm.

Seuils de réception : Définis par rapport à un taux d'erreur binaire donné ($TEB = 10^{-3}$ ou 10^{-6}), ils traduisent la capacité pour le récepteur à traiter le signal affaibli après propagation (vis-à-vis du bruit thermique). Dépendant de la bande de fréquence, du débit et du type de modulation. Ils sont généralement compris entre -70 et -95dBm.

Pertes de branchement (guide d'onde, connectique...) : pour les équipements ne présentant pas d'antenne intégrée, il est nécessaire de relier par un câble coaxial ou un guide d'onde l'émetteur/récepteur à l'antenne. Ces déports induisent des pertes linéiques de 1 à plusieurs dB, auxquels s'ajoutent les pertes dues aux connecteurs et autres éléments de branchements.

13. Définition des marges

Les critères de performance d'une liaison définissent les pourcentages de temps alloués au cours desquels le signal doit être reçu avec une qualité et une disponibilité suffisantes.

Les objectifs de disponibilité se rapportent à une période d'observation plus longue : $TEB > 10^{-3}$ pendant au moins 10 secondes consécutives. En dehors des avaries matérielles et des opérations de maintenance, la disponibilité d'une liaison est principalement affectée par les phénomènes de guidage et les atténuations dues aux hydrométéores.

Les objectifs de qualité se réfèrent au mois quelconque et se traduisent par les critères suivants : Seconde Erronée (au moins une erreur) et Seconde Gravement erronée (dont le $TEB > 10^{-3}$). La qualité d'une liaison est principalement affectée par les phénomènes de trajets multiples.

Etant donné les conditions fluctuantes de propagation qui peuvent dégrader voire interrompre occasionnellement la liaison, on définit en réception les marges de fonctionnement permettant de remplir ces critères.

La marge au seuil : Pour compenser la majorité des pertes occasionnelles de puissance (évanouissements non sélectifs) que subit le signal, la réception se fait avec une marge appelée marge uniforme ou marge au seuil. C'est la puissance que l'on pourra perdre par dégradation des conditions de propagation sans perdre pour autant affecter les performances la liaison.

La marge sélective : Comme on l'a vu, le signal ne subit pas qu'un affaiblissement au cours de la propagation. Il subit également des distorsions. Cela complique encore la tâche de réception. Pour traduire la capacité d'un équipement à traduire correctement, un signal entaché de distorsion (superposition du signal direct avec ses répliques retardées), on introduit une marge dite sélective, qui découle de la caractéristique de signature du récepteur.

La présence d'un perturbateur (par exemple une autre liaison émettant sur une fréquence trop proche) peut également amener une dégradation du seuil effectif du récepteur, et réduit par conséquent ces marges.

$$M_s = M_0 + \sum \Delta M_s$$

Du M_0 est la marge sélective de référence IUT-R et ΔM_s est la correction (débit, fréquence, distance, états de phase) faisant état des pertes de puissances liées au type de mise en forme du signal transmis.

$\Delta M_s(\Delta M_{s1})_{distance} = -35 \log d/d_0$, $\Delta M_s(\Delta M_{s2})_{fréquence} = 20 \log f/f_0$,
 $\Delta M_s(\Delta M_{s3})_{débits} = -20 \log D/D_0$, et $\Delta M_s(\Delta M_{s4})_{phases} = +6 \text{ dB}$ pour un passage de 8 à 4 états et $-1,5 \text{ dB}$ pour un passage de 8 à 16 états.

La Marge brute : La Marge brute (**MB**) est donnée par la relation:

$$MB = P_r - P_s$$

P_r puissance reçue (compte tenu de la probabilité des pluies en présence de la pluie c'est à dire P'_r) et P_s puissance au seuil minimal.

La Marge nette : La marge nette MN s'exprime en dB est liée à la marge MB et MS par la relation :

$$MN = -10 \log \left(10^{-MS/10} + 10^{-MB/10} \right)$$

14. Temps relatif de dépassement

A part de la marge MB qui est étroitement du partage de puissance entre porteuse et type de modulation du signal, et se calcule à partir de références fournies par l'UIT-R ; à l'aide de sa valeur, des procédés de calculs assez complexes permettent de valider le paramètre fondamental de la transmission : Td le temps relatif de dépassement du taux d'erreur (TEB en numérique : $T_0 = 10^{-3}$ et 10^{-5}) au delà de 8 état $Td \leq 10^{-5}$.

La loi semi-empirique permet de calculer Td :

$$10 \log Td = 35 \log d [km] + 10 \log f [GHz] - 78,5 - MN$$

La comparaison de Td calculé à un T_0 désigné par le terme objectif de qualité permet de valider la liaison si : $Td < T_0 \rightarrow FH \text{ conforme IUT} - R$

Cas de l'objectif de qualité non atteint : $Td > T_0$

CHAPITRE 4

EVOLUTION DES RESEAUX MOBILES

4.1 Introduction

L'explosion du secteur de la téléphonie mobile est certainement un fait majeur des années 90 dans les domaines de la télécommunication. Après une première génération, « réalisé en analogique », des systèmes de télécommunications mobiles apparaît la première norme de téléphonie cellulaire dit GSM (Global System for Mobile communication) qui soit pleinement numérique. La deuxième génération est la référence mondiale en matière de téléphonie mobile. Les réseaux de téléphonie mobile sont ainsi classés en génération et chaque génération a clairement fourni un succès de fonctionnalité à l'utilisateur mobile.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les étapes d'évolution de la téléphonie mobile avant l'apparition de la technologie HSXPA. Ensuite, nous expliquerons l'architecture de ces réseaux, et enfin une étude détaillée de la technique d'accès multiple WCDMA.

4.2 La première génération (1G) du système cellulaire

Les systèmes 1G ont été les premiers à exploiter le concept de la téléphonie cellulaire développé par les laboratoires Bell en collaboration avec quelques industriels américains dans les années 1960 et 1970. Ces systèmes ont la particularité d'utiliser la modulation en fréquence, qui est du type analogique et le FDMA (Frequency Division Multiple Access) comme seul et unique mode d'accès multiple.

Advanced Mobile Phone System ou AMPS, Nordic Mobile Telephone ou NMT et Total Access Communication System ou TACS sont les plus importants de ces systèmes. L'AMPS s'imposait comme le standard de référence aux Etats-Unis, le NMT de Radiocom 2000 en France et dans les pays nordiques, et le TACS pour l'Angleterre. L'itinérance internationale (roaming) n'existait pas encore dans cette première génération de système cellulaire c'est-à-dire que lorsqu'un utilisateur franchit une frontière vers un autre pays, alors son téléphone ne fonctionnait pas. En termes de services, ces systèmes proposaient de la voix qui était transmise sous forme analogique, avec une efficacité spectrale assez médiocre. Ils ne présentaient aucune confidentialité des communications et étaient par ailleurs vite devenus saturés.

1.3 La deuxième génération (2G) du système cellulaire

4.3.1 Présentation du réseau GSM

A l'origine, l'avènement du GSM fut rendu possible par la décision de la CEPT (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications) qui définit en 1982 des bandes de fréquence communes à l'Europe entière dans la bande des 900Mhz. La même année, le CEPT crée un groupe de travail baptisé « Groupe Spéciale Mobile » ou GSM et lui confie la tâche d'élaborer les spécifications nécessaires à l'établissement d'un réseau Européen de téléphonie mobile. En 1988, une charte Européenne du GSM est ratifiée par 17 pays Européens et chacun de ces signataires s'engagent à introduire un système cellulaire numérique respectant les normes imposés par le GSM. En 1992, le GSM est rebaptisé Global System for Mobile Communication, un changement de nom qui symbolise le passage dit concept laboratoire à une norme concrète.

Dans le réseau GSM, les différents utilisateurs communiquent à tour de rôle, ils ont donc un slot de temps réservé: c'est la technique d'Accès Multiple à Répartition dans le Temps (AMRT). De plus, les utilisateurs communiquent non pas sur une fréquence fixe, mais sur plusieurs fréquences car le GSM dispose de 124 fréquences porteuses de 200 kHz chacune, totalisant une bande de 25 MHz. À chaque slot correspond une fréquence : c'est la technique de saut de fréquences, pour limiter les erreurs de transmission ou la technique d'Accès Multiple à Répartition en Fréquence (AMRF).

Les bandes occupées par le GSM sont 890 et 915 MHz pour la voie montante, et 935 et 960 MHz pour la voie descendante. La liaison est donc full-duplex, car les deux communications peuvent se faire au même instant sur deux bandes de fréquences distinctes. On a donc porté la technologie GSM 900 MHz vers une bande ouverte à plus haute fréquence. C'est le système DCS-1800 (Digital Communication System) dont les caractéristiques sont quasi identiques au GSM en termes de protocoles et de service. Les communications montantes se faisant alors entre 1710 et 1785MHz et les communications descendantes entre 1805 et 1880 MHz.

1.3.2 Architecture du réseau GSM

Le réseau GSM a pour premier rôle de permettre des communications entre abonnés mobiles (GSM) et abonnés du réseau téléphonique commuté (RTC - réseau fixe).

Ce réseau s'interface avec le réseau RTC et comprend des commutateurs et se distingue par un accès spécifique: la liaison radio.

Le réseau GSM est composé de trois sous-ensembles :

Le sous-système radio BSS (Base Station Subsystem)

Le sous-système d'acheminement NSS (Network and Switching Subsystem)

Le sous-système d'exploitation et de maintenance : OSS (Operation SubSystem)

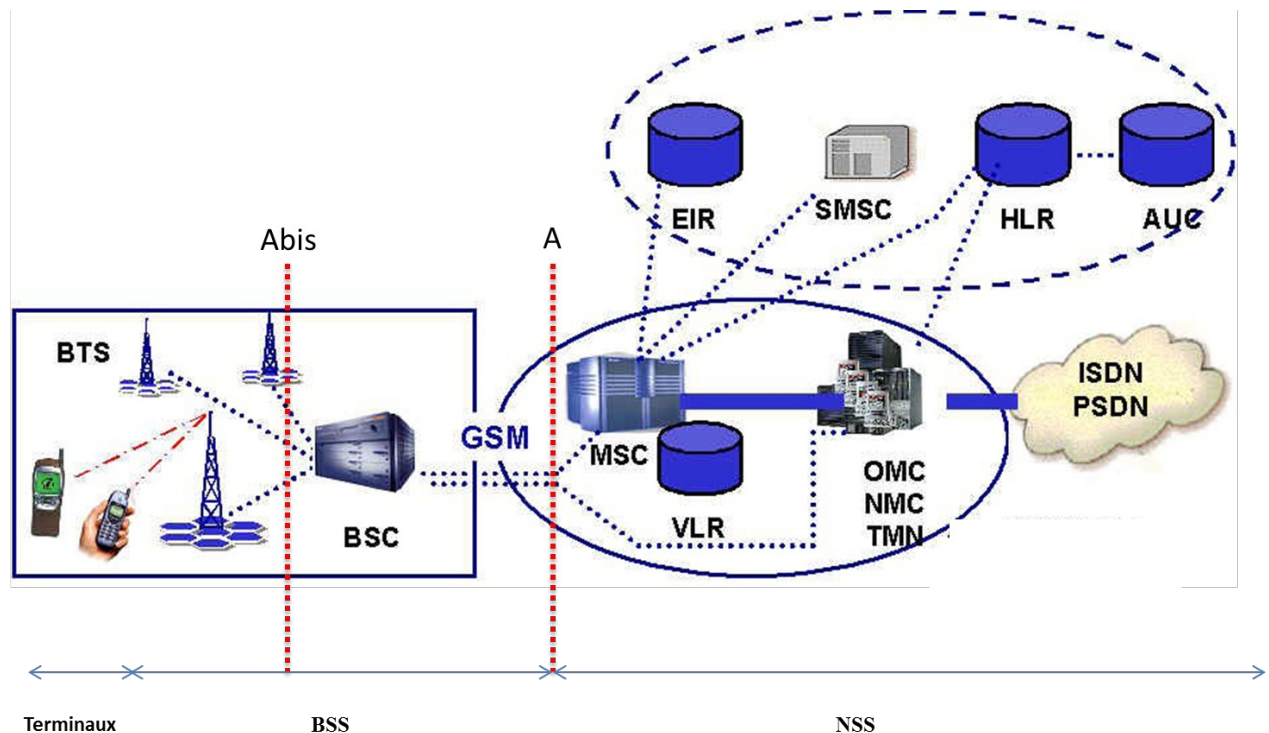


Figure 4.01 : *Architecture du réseau GSM*

Le BSS assure et gère les transmissions radios et est constitué des unités fonctionnelles suivantes :

- La Base Transceiver Station (BTS) est un ensemble d'émetteurs-récepteurs appelés TRX (Transceiver). La BTS prend en charge la modulation/démodulation, le chiffrement, la mise en trames et en paquets élémentaires radios. C'est un organe avec peu d'intelligence.
- La Transcoder and Rate Adapter Unit (TRAU).
- La Base Station Controller (BSC) commande un ensemble de stations radios BTS. Il gère la ressource radio, exploite les mesures effectuées par les BTS et les mobiles pour décider un handover. Le BSC permet aussi d'effectuer une concentration des circuits vers le MSC.

Le NSS comprend l'ensemble des fonctions nécessaires pour appels et gestion de la mobilité. Il est constitué des unités fonctionnelles suivantes :

- VLR (Visitor Location Register), HLR (Home Location Register), EIR (Equipment Identity Register), et AUC (Authentication Center) qui sont des bases de données et des authentifications
- Le Mobile Switching Controller (MSC) permet des fonctionnalités telles que la commutation, la fonction de passerelle, ...
- L'OSS (Operations SubSystem) est constitué de centres d'opérations et de maintenances, qui sont utilisés pour des contrôles à distance, des administrations et des maintenances. Il permet à l'opérateur d'exploiter son réseau. Les éléments nouveaux dans le réseau sont délimités par le nuage.

4.3.3 Limite du GSM

Avec la croissance des abonnés, la capacité des réseaux 2G n'est plus suffisante, la mobilité à l'échelle mondiale n'est pas toujours garantie en plus d'une limite des offres de services. La saturation diminue mais le nombre d'abonnés augmente d'où le problème de saturation persiste encore. Son débit relativement faible de 9,6 kbit/s l'établit à des services de voix, même s'il a également popularisé le SMS (Short Message System). Il y a monopolisation de ligne par l'utilisation de la technique de commutation de circuit.

Pour contrecarrer ces insuffisances, 2 solutions peuvent être adoptées :

- A court terme : le passage vers une technologie 2.5G (GPRS, EDGE) avec un coût d'évolution minime.
- A long terme : la conception complète d'un nouveau standard (UMTS) avec un coût élevé mais une large panoplie de service.

4.4 La deuxième génération (2.5G) du système cellulaire: GPRS

4.4.1 Présentation du réseau GPRS

Les limitations en termes de débit du GSM ont conduit les professionnels à adopter de nouvelles techniques. Ces dernières optimisent les infrastructures existantes tout en minimisant le nombre de nouveaux équipements à installer pour développer le service de transmission des données.

La norme GPRS (General Packet Radio Service) est un prolongement du GSM. Elle offre un débit de données plus élevé, en l'occurrence de l'ordre de 40 kbit/s (pour un maximum

théorique de 171 kbit/s). Les opérateurs ont pu passer du GSM au GPRS sans avoir à remplacer leurs équipements. Par conséquent, un certain nombre de " modules " est ajouté au réseau GSM sans changer le réseau existant. La mise en place d'un réseau GPRS va permettre à un opérateur de proposer de nouveaux services de type " Data " à ses clients.

4.4.2 Architecture du réseau GPRS

Un réseau GPRS est un réseau IP (Internet Protocol) et est constitué de routeurs IP. L'introduction de la mobilité nécessite par ailleurs la précision de deux nouvelles entités :

- Le Nœud de service - le SGSN (Serving GPRS Support Node)
- Le Nœud de passerelle - le GGSN (Gateway GPRS Support Node)
- Le Border Gateway –le BG joue un rôle supplémentaire de sécurité.

Le SGSN est l'équivalent GPRS du MSC dans le réseau GSM qui a la fonction de routage des données (notamment vers le GGSN) et le GGSN celui de la passerelle entre le réseau GPRS et les réseaux extérieurs comme Internet.

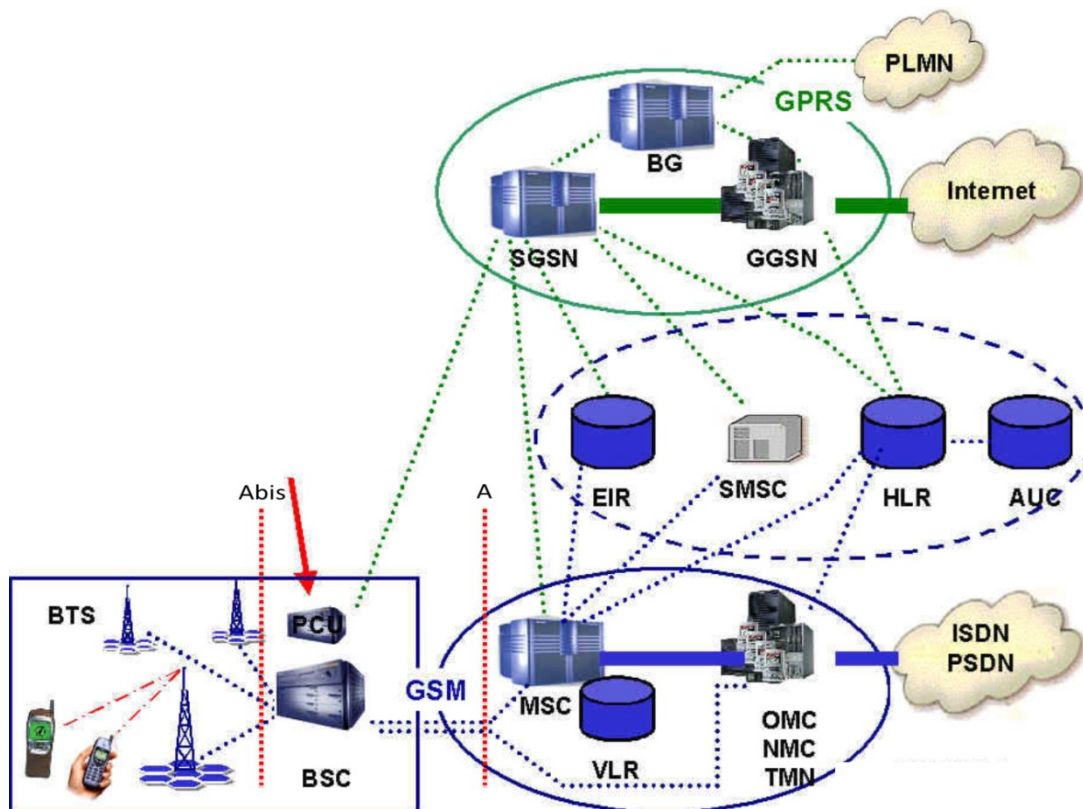


Figure 4.02 : Architecture du réseau GPRS

Les communications vocales sont envoyées au MSC tandis que les paquets GPRS sont transmis au SGSN via la PCU (Packet Control Unit). Les informations sur les utilisateurs et la gestion de la mobilité sont, comme en GSM, renseignés dans la HLR communes aux deux

technologies. EDGE a également fait son apparition, une évolution du GPRS. On atteint ici la 2.75G, avec des débits théoriques de 384 kbit/s grâce à un changement de la modulation.

4.5 La deuxième génération (2.75G) du système cellulaire: EDGE

Le principe de l'EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) est d'utiliser plusieurs canaux GPRS en parallèle et les infrastructures des opérateurs n'ont pas à subir de lourdes modifications. De plus, l'EDGE encode les données de manière plus efficace que le GPRS. Ces améliorations se traduisent par un débit maximal théorique de 384 kbit/s. En pratique, on est plus proche des 100 kbit/s.

4.6 La troisième génération (3G) du système cellulaire

4.6.1 Présentation

La troisième génération des réseaux mobiles se base sur la technologie UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) appelé aussi 3GSM pour signifier l'interopérabilité avec les réseaux GSM, mais connue comme étant simplement 3G.

Le système UMTS est standardisé par le groupe 3GPP, il constitue l'implémentation européenne des spécifications IMT-2000 de l'UIT (Union internationale des Télécommunications). IMT signifie International Mobile Telecommunications et "2000" représente à la fois l'année durant laquelle fut testé le système et également la bande de fréquence de 2000 MHz utilisé par le système (1885–2025 MHz et 2110–2200 MHz). En 1998, lorsque la question du choix d'une interface radio unique et universelle est posée par l'UIT, plusieurs techniques ont été choisies dont nous allons citer ci-après :

4.6.2 Caractéristiques techniques

Selon l'UIT, le réseau d'accès radio UMTS doit satisfaire les caractéristiques techniques suivantes:

- Garantir des services à haut débit avec un minimum de 144kbps dans tout type d'environnement et jusqu'à 2Mbps dans des environnements intérieurs et avec une mobilité réduite.
- Transmettre des données symétriques (même débit montant et descendant) et asymétriques (le débit dans les deux voies est différent)

- Fournir des services à commutation de circuits pour la transmission de voix et à commutation de paquets pour la transmission de données
- Qualité de parole comparable à celle des réseaux câblés
- La capacité et l'efficacité spectrale doivent être supérieures à celles des systèmes cellulaires actuels de deuxième génération
- Possibilité d'offrir des services multimédias lors d'une même connexion avec des qualités de services différentes (débit, taux d'erreurs, ...) pour les différents types de médias (voix, audio, données)
- Compatibilité avec les réseaux d'accès radio de deuxième génération
- Itinérance entre les différents systèmes de troisième génération, c'est-à-dire la compatibilité entre eux.
- Couverture universelle associant des satellites aux réseaux terrestres

4.6.3 L'architecture générale du réseau UMTS

Le réseau UMTS vient se combiner aux réseaux déjà existants. Les réseaux existants GSM et GPRS apportent des fonctionnalités respectives de Voix et de Data ; le réseau UMTS apporte ensuite les fonctionnalités Multimédia.

L'architecture générale d'un réseau UMTS est composée de trois domaines :

- les terminaux UE (User Equipment)
- le réseau d'accès universel : UTRAN (Universal Terrestrial Radio Access Network)
- le réseau cœur: CN (Core Network)

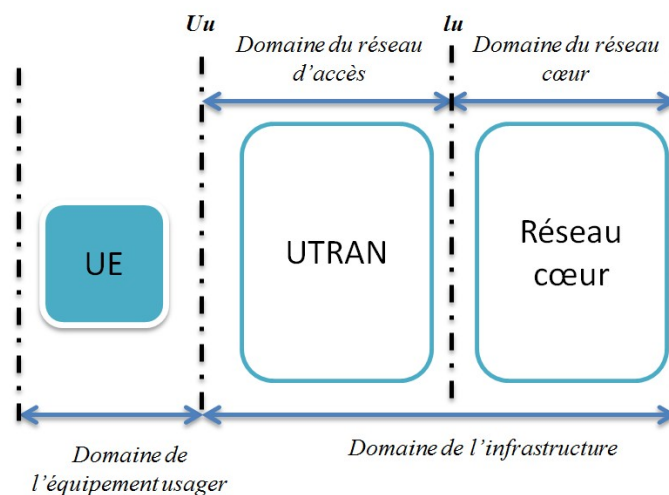


Figure 4.03 : Architecture générale d'un réseau UMTS

4.6.3.1 Le réseau cœur

Le réseau cœur est responsable de la commutation et du routage des communications (voix ou données) vers les réseaux externes (réseau public de téléphonie fixe, réseau internet, etc.). De plus, il assure les fonctions telles que le contrôle des paramètres du réseau, la gestion de la localisation, le contrôle de la sécurité (authentification, intégrité) et la taxation.

Il se décompose en deux domaines :

- le domaine circuit (CS Circuit Switched) permet de gérer les services temps réels. Ces services nécessitent un temps de transfert réduit tel que la conversation téléphonique et la vidéo téléphonique. Le CS est composé du MSC, le GMSC et le VLR ;
- le domaine paquet (PS PacketSwitched) permet de gérer les services non temps réels. Ces services correspondent à la navigation sur Internet, les jeux mobiles et les courriers électroniques. Le PS est composé du GGSN, le SGSN.

Les éléments communs de ces deux domaines sont le HLR, l'AuC, l'EIR. La base de données HLR permet d'enregistrer le profil des utilisateurs connectés au réseau. Ces informations consistent entre autre en un numéro de téléphone, une clé d'authentification, les services autorisés et des informations de la localisation.

4.6.3.2 Le réseau d'accès UTRAN

Le réseau d'accès UTRAN est constitué d'un ou plusieurs RNCs (Radio Network Controller) qui sont liés à un ou plusieurs Nodes B par l'interface Iub.

Le **Node B** assure la communication radio entre les terminaux mobiles et le réseau d'accès UTRAN. Les fonctions de ce dernier sont principalement des tâches de niveau couche physique. Il convertit les données transmises sur le réseau vers l'interface radio. En particulier, il prend en charge la correction d'erreur, l'adaptation du débit, l'étalement de spectre du WCDMA, la modulation, et le contrôle de puissance du signal. Il réalise la monitorisation du réseau, par mesure du taux d'erreur par trame (Frame Error Rate –FER). L'équipement qui contrôle les Node-B est le Radio Network Controller (RNC).

Le rôle principal du **RNC** est le routage des communications entre le Node B et le réseau cœur. Lorsqu'un mobile est en communication, une connexion RRC (Radio Resource Control) est établie entre le mobile et un RNC de l'UTRAN. Le RNC en charge de cette connexion est appelé SRNC (Serving RNC). Lorsque l'utilisateur se déplace dans le réseau, il

peut être conduit à changer de cellule (handover) en cours de communication, et peut même se retrouver dans une cellule faisant partie d'un Node B ne dépendant plus de son SRNC.

On appelle alors Controlling RNC, le RNC en charge de ces cellules distantes. Du point de vue RRC, le RNC distant est appelé drift RNC. Les données échangées entre le Serving RNC et le mobile transitent par les interfaces Iur et Iub. Le drift RNC joue donc le rôle de simple routeur vis-à-vis de ces données.

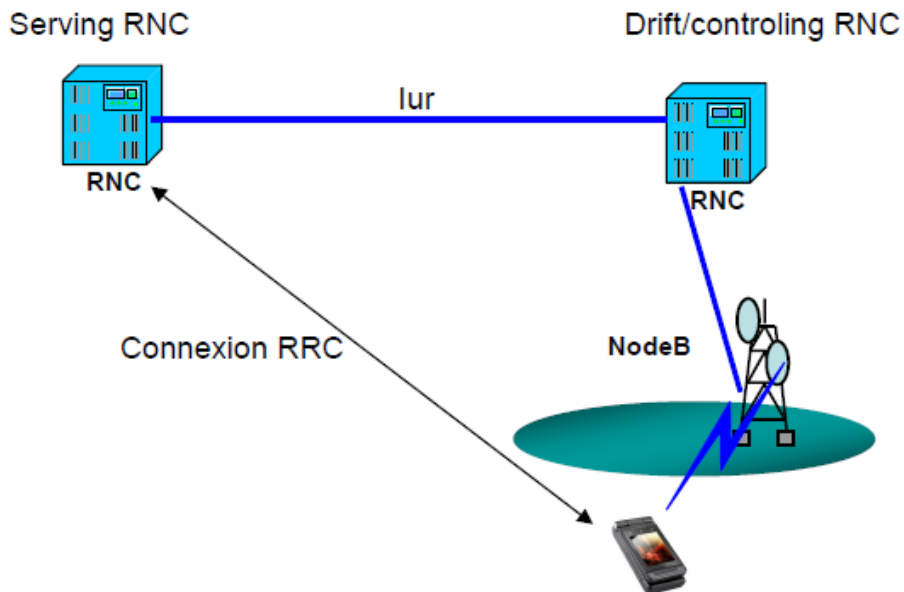


Figure 4.04 : Le rôle du RNC

Le **RNC** est le responsable de la gestion et du contrôle des canaux radio (établissement/maintien/libération des connexions radio). Il est aussi responsable de la gestion du handover quand un terminal mobile se déplace d'une cellule radio à une autre. Il gère les mécanismes de contrôle de puissance dans les deux directions montante et descendante.

4.6.3.3 Les terminaux UE

Le terminal utilisateur (User Equipment– UE) est basé sur les mêmes principes que la station mobile de GSM, c'est-à-dire la séparation entre l'équipement mobile et les cartes SIM de l'UMTS (UMTS SubscriberIdentity Module-USIM) [14] [15].

Les interfaces qui interconnectent les différents éléments du réseau sont:

- **Uu** : reliant les terminaux mobiles aux Node B
- **Iub** : reliant les Node B à un RNC
- **Iur** : reliant deux RNC
- **Iu-CS** : reliant les RNC au réseau cœur, dans le domaine circuit

- **Iu-PS** : reliant les RNC au réseau cœur, dans le domaine paquet

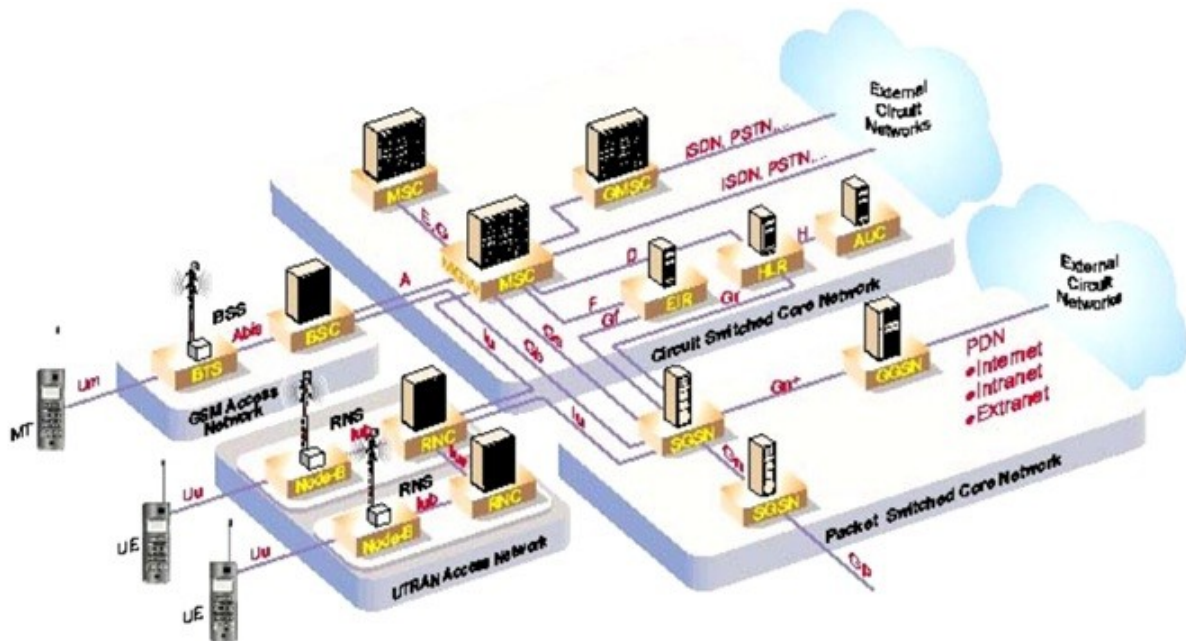


Figure 4.05 : Architecture détaillée du réseau UMTS

4.6.4 L'architecture en couche du réseau UMTS

L'interface radio de l'UTRAN est structurée en couches dont les protocoles se basent sur les 3 premières couches du modèle OSI (physique, liaison de données et réseau).

- La couche physique réalise les traitements du niveau physique tels que le codage de canal, l'entrelacement, l'étalement et la modulation
- La couche liaison de données est découpée en plusieurs sous-couches :
 - la couche MAC (Medium Access Control) permet de multiplexer plusieurs flux de données sur un même canal de transport ;
 - la couche RLC (Radio Link Control) permet la fiabilité du transport des données avec un protocole de liaison de données ;
 - la couche BMC (Broadcast/Multicast Control) a pour rôle d'assurer la diffusion des messages à plusieurs équipements usagers ;
 - la couche PDCP (Packet Data Convergence Protocol) s'occupe de la compression des données transportées, en utilisant des algorithmes de compression des données.
- La couche réseau qui est nommée RRC (Radio Resource Control) permet de gérer les ressources de l'interface radio de l'UTRAN. Cette couche traite les signaux de

signalisation établis entre le réseau d'accès UTRAN et les mobiles durant les processus d'établissement ou de libération de la communication.

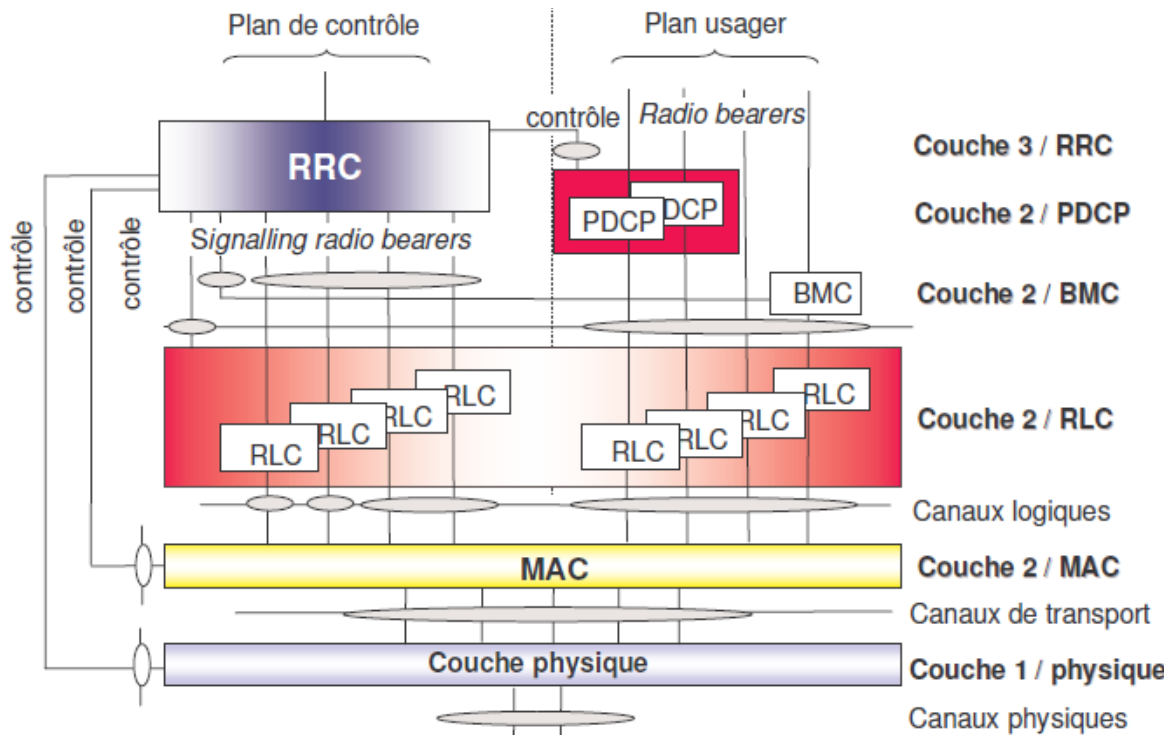


Figure 4.06 : Architecture en couche de l'UMTS

4.6.5 Les différents canaux du système UMTS

Au niveau du réseau d'accès UTRAN, les données générées par les couches hautes sont transmises sur l'interface radio par des canaux de transport (Transport CHannel) qui sont mappés en un ou plusieurs canaux physiques (PhysicalCHannel). La couche physique doit pouvoir supporter des débits différents afin d'offrir des services de bande passante à la demande. La figure 1.08 montre les différents canaux du réseau UMTS.

4.6.5.1 Les canaux logiques

Les services de transfert de données de la couche MAC sont fournis sur des canaux logiques. Un ensemble de types de canaux logiques est défini pour les différents types de transferts de données offerts par la couche MAC. Chaque type de canal logique est défini par le type d'information transférée. Les canaux logiques sont généralement classifiés en deux groupes :

- les canaux de contrôle utilisés pour transférer les informations du plan contrôle (BCCH, PCCH, CCCH, DCCH);

- les canaux de trafic utilisés pour transférer les informations du plan usager (DTCH et CTCH pour le *Release 99*).

La notion de canal logique permet de découpler le canal de transmission de l'utilisation qui en est faite. Ainsi on peut imaginer qu'un type de canal de transmission peut convenir à deux utilisations différentes, c'est-à-dire supporter deux types de canaux logiques différents, ou encore qu'il est possible de multiplexer deux canaux logiques sur un même canal de transmission.

4.6.5.2 Les canaux de transport

La notion de canal de transport correspond aux mécanismes destinés à fiabiliser les échanges de données de l'interface radio, codage canal, etc. Les canaux de transport de l'UTRAN représentent le format et plus généralement la manière dont les informations sont transmises sur l'interface radio.

Les canaux de transport se divisent en trois groupes :

- Les canaux de transports communs utilisés pour le transfert de l'information d'un ou de plusieurs utilisateurs (BCH, PCH, RACH, CPCH, FACH).
- Les canaux de transports partagés utilisés pour le transport des données de contrôle ou de trafic uniquement en voie descendante et partagés dynamiquement par différents utilisateurs (DSCH).
- Les canaux de transport dédiés qui sont des canaux point à point dédiés à un seul utilisateur et qui transportent des données de contrôle ou de trafic (DCH).

4.6.5.3 Les canaux physiques

La couche physique est chargée de transporter l'information générée par les couches supérieures. Il s'agit de véhiculer cette information tout en respectant les contraintes de qualité imposées par le service (délai, débit, taux d'erreur, etc.).

Les fonctions de multiplexage et de codage canal s'appliquent aux canaux de transport par lesquels transitent les bits délivrés par les couches supérieures à la couche physique. Les bits véhiculés par les canaux de transport sont agencés sur les canaux physiques. Une fois qu'ils sont présents dans ces canaux, ils subissent des traitements de signal spécifiques pour pouvoir être transmis à travers l'air. Auparavant, les bits sont convertis en symboles et subissent

l'opération d'étalement de spectre qui va les transformer en « chips ». Ce sont des « chips » qui sont transmis par l'antenne de l'émetteur après avoir été modulés et placés sur une fréquence porteuse. Les fonctions inverses sont mises en place à la réception.

Le système UMTS utilise deux types de canaux physiques dans les deux sens montant et descendant : les canaux dédiés et les canaux communs. Les canaux physiques sont les ressources utilisées sur l'interface radio pour la transmission des informations. Ils varient selon le type de l'interface qu'il soit UTRA/FDD ou soit UTRA/TDD.

La figure (4.07) illustre la chaîne de transmission UTRA/FDD :

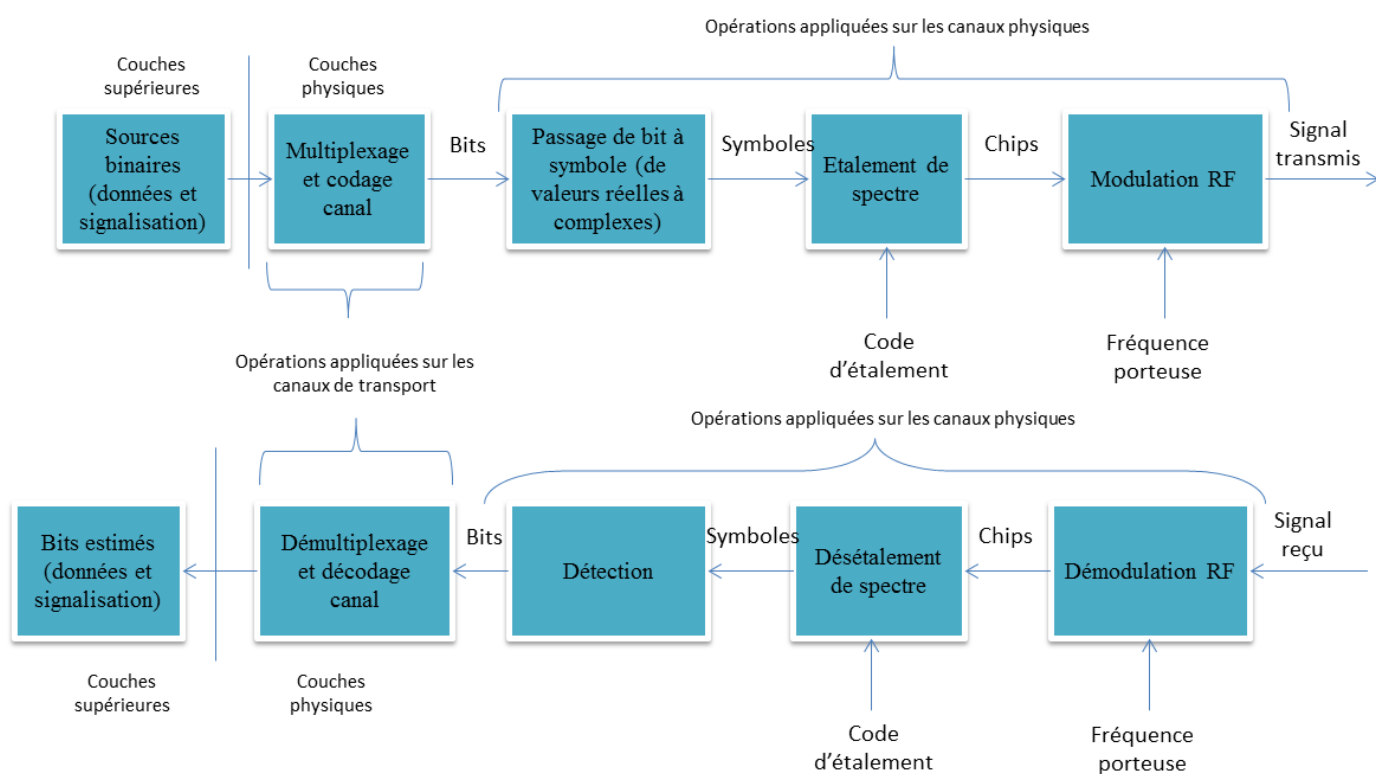


Figure 4.07 : Fonctions de la couche physique dans la chaîne de transmission UTRA/FDD

Les canaux physiques de la voie montante	
PRACH (Physical Random Access CHannel)	Canaux physiques communs de signalisation qui supportent respectivement les canaux de transport RACH et CPCH
PCPCH (Physical Common Packet CHannel)	
DPDCH (Dedicated Physical Data Channel)	Canal dédié pour transporter les informations utiles de l'utilisateur en mode paquet, associé au canal de transport DCH.
DPCCH (Dedicated Physical Control CHannel)	Canal dédié pour transporter les informations de contrôle issues de la couche physique et qui sont nécessaires pour le décodage des informations émises sur les canaux physiques DPDCHs. Ce canal est associé donc à un ou plusieurs canaux physiques DPDCHs.
Les canaux physiques de la voie descendante	
DPDCH (Dedicated Physical Data CHannel)	Canal associé à un canal dédié DPCH. Le partage du canal se fait par multiplexage temporel et par allocation de codes
DPCCH(Dedicated Physical Control CHannel)	Contrôle le DPDCH
PDSCH(Physical Downlink Shared CHannel)	Canal partagé pour les transmissions descendantes sporadiques
P-CCPCH(Primary Common Control Physical CHannel)	Support du canal de transport BCH. Un seul canal P-CCPCH est associé à chaque Node B
S-CCPCH(Secondary Common Control Physical CHannel)	Support du canal de transport PCH et/ou un ou plusieurs canaux de transport de type FACH;

Tableau 4.01 : *Les canaux physiques en voie montante et descendante*

Remarque 4.01 : La correspondance entre les canaux logiques et les canaux de transport est assurée par la couche MAC de l'UTRAN. La correspondance entre les canaux de transport et les canaux physiques est quant à elle réalisée par la couche physique de l'UTRAN. La couche

physique ne dispose d'aucune flexibilité dans cette correspondance, dans la mesure où chaque canal de transport ne peut être supporté que par un type de canal physique donné.

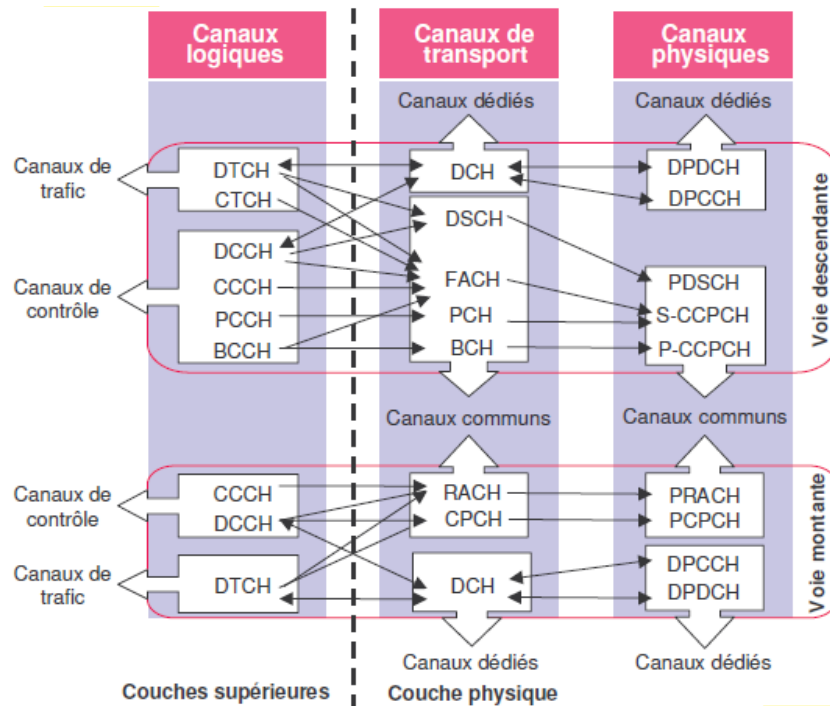


Figure 4.08 : Les différents canaux de l'UMTS et ses correspondances

4.6.6 Les techniques d'accès FDD et TDD

Les techniques d'accès en duplex pour le système UMTS sont la technique FDD (Frequency Division Duplex) et la technique TDD (Time Division Duplex) :

En technique FDD, le lien montant et le lien descendant sont séparés dans le domaine fréquentiel par un écart duplex de fréquence de 190 MHz. Ceci permet au mobile et au réseau de faire des transmissions simultanées.

En technique TDD, le lien montant et le lien descendant utilisent la même bande de fréquence et les communications sont séparées par des intervalles de temps différents. L'utilisation des codes OVSF (Orthogonal Variable Spreading Code) permet de séparer les canaux dans le sens descendant. Pour différencier la station de base de ses voisines, un code d'embrouillage est appliqué à ses émissions. Dans le sens montant, la séparation est assurée par un code aléatoire propre à chaque équipement usager.

Remarque 4.02 : Un slot permet de définir la fréquence de contrôle de puissance (15 KHz). En effet, dans un slot, la puissance est maintenue constante, mais elle peut varier d'un slot à l'autre. Chaque trame porte un numéro identificateur codé sur 12bits. Cet identificateur est

appelé SFN (System Frame Number). Le passage à une nouvelle trame de 10 ms incrémente le numéro SFN de 1 avec une numérotation modulo $2^{12} - 1$.

La structure de la trame de base du système UMTS-FDD est décrite sur la figure 1.09:

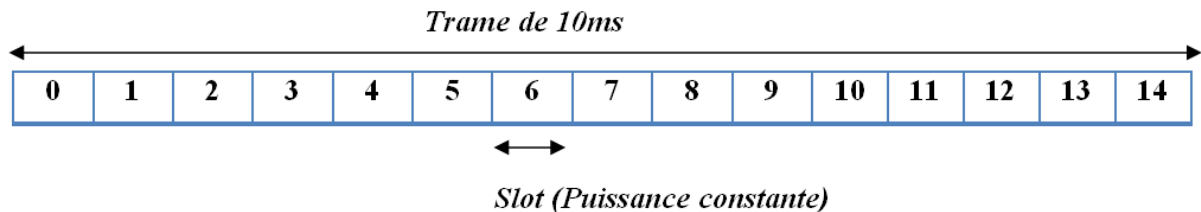


Figure 4.09 : *La structure de la trame de base*

4.6.7 La technique d'accès WCDMA

L'UMTS utilise aussi la technologie W-CDMA (Wideband-Code Division Multiple Access). Cette dernière est un système d'accès multiple à répartition de codes, à séquence directe et à large bande (Direct Sequence Code Division Multiple Access - DS-CDMA) basée sur la technique CDMA.

La technique CDMA est une technique d'accès multiple grâce à laquelle les différents utilisateurs peuvent communiquer en même temps dans une même bande de fréquences. Les transmissions sont ainsi numérisées, dites à étalement de spectre.

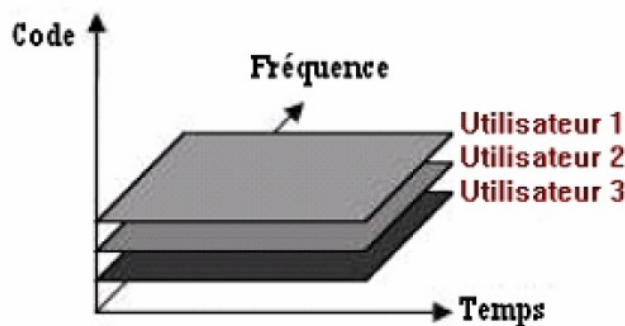


Figure 4.10 : *Accès CDMA*

4.6.7.1 Etalement de spectre

L'étalement de spectre utilise des codes pour différencier les utilisateurs dans la même bande. Elle permet une capacité maximale de point de vue nombre d'utilisateurs en considérant le nombre immense de codes qu'on peut utiliser. Elle permet aussi une protection contre le

brouillage, vu que la bande du signal va être très large. Cependant elle nécessite un contrôle de puissance très pointu.

Le signal passe du débit D_d au débit D_c et voit ainsi son spectre élargi dans la mesure où on utilise une séquence pseudo aléatoire ou « chips ». Cette dernière est utilisée de manière périodique c'est-à-dire que sa période pouvant être de plusieurs périodes symboles. Le rapport $G = \frac{D_c}{D_d}$ peut être interprété comme un facteur ou gain d'étalement.

En réception, pour récupérer l'information, le récepteur doit effectuer la même opération : il génère la même séquence d'étalement et la corrèle au signal reçu. Les données codées par cette séquence sont restaurées et la puissance spectrale est augmentée alors que les données des autres utilisateurs restent étalées. Ceci permet de diminuer le niveau de bruit pour le signal en bande de base: plus l'étalement est important, plus les interférences ne sont éliminées. La figure (4.11) montre le principe de l'étalement de spectre.

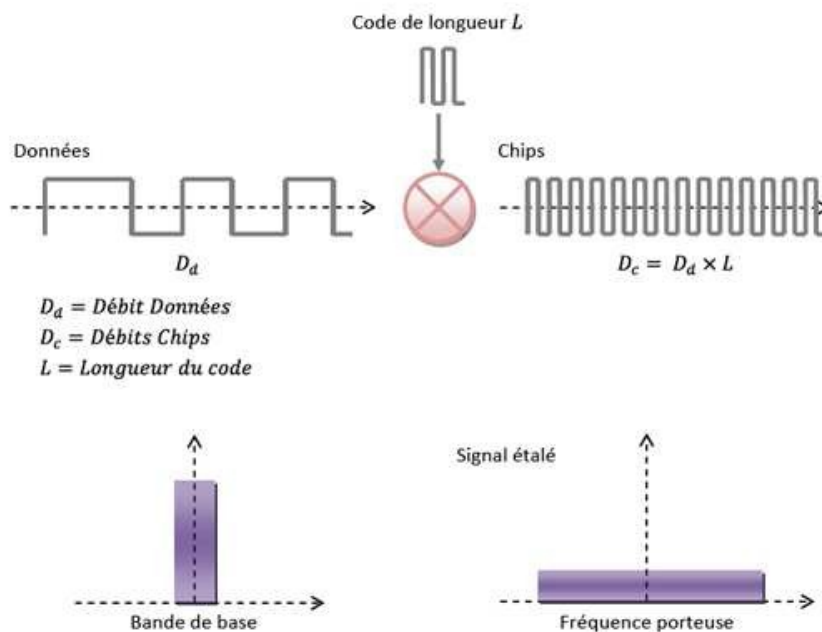


Figure 4.11 : Principe de l'étalement de spectre

4.6.7.2 Les bits pilotes

Le WCDMA emploie une cohérente estimation dans la voie descendante et dans la voie montante, qui est basée sur l'utilisation des symboles pilotes ou pilote commun. Les bits pilotes sont utilisés pour l'estimation du canal au niveau récepteur pour véhiculer les commandes de contrôle de puissance de la liaison descendante.

4.6.7.3 Les codes utilisés

Le code d'étalement (Spreading Code) : ce code réalise l'étalement et offre le débit demandé.

Le code d'embrouillage (Scrambling Code) : il est utilisé pour distinguer les mobiles et les stations de bases les uns des autres. Il permet aussi de distinguer les différents signaux d'un même terminal ou d'une même station de base.

4.6.7.4 Largeur de bande

Le débit des chips de 3.84 Mcps (Mégachips par seconde) emmène à une largeur de bande de 5MHz pour la porteuse du signal. Cette inhérence de la largeur de bande utilisée par le WCDMA supporte des débits de données élevés et engendre beaucoup de bénéfices en terme de performance. L'espacement entre deux canaux consécutifs peut être maintenu à 200 kHz mais celle-ci dépend du niveau d'interférence entre ces deux canaux.

4.6.7.5 Organisation en temps

Le WCDMA soutient des hauts débits variables provenant de différents nombreux utilisateurs, c'est-à-dire que le concept de demande de bande passante est bien supporté par le système. Le débit doit être maintenu constant pendant chaque 10 ms de trame. Chaque trame de 10 ms est divisée en 15 slots de 667 μ s.

L'organisation temporelle est basée sur une supertrame de 720 ms, donc 72 trames.

4.6.7.6 Caractéristiques du WCDMA

Pour mieux comprendre, voici les caractéristiques techniques de la couche physique de l'UMTS sur le tableau (4.02):

Paramètres	Valeur FDD	Valeur TDD
Largeur de bande	5Mhz	5Mhz
Méthode d'accès multiple	DS-CDMA	DS-CDMA
Mode de duplexage	FDD	TDD
Synchronisation de la station de base	Opération asynchrone	Opération asynchrone
Débit des chips	3.84Mcps	3.84Mcps
Longueur de trame	10ms	10ms
Structure Time Slot		15 slots par trame
Débit max pour un code	384kbps	144kbps
Code par trame	1code/10ms	1code/0.667ms

Services	Bas et moyen débit	Données en mode paquet
Concept multi débit	Multicode et facteur d'étalement variable	Multicode et facteur d'étalement variable
Estimation	Symboles pilotes ou pilotes communes	Symboles pilotes ou pilotes communes
Multiutilisateur-Antennes	Standard mais optionnel	Standard mais optionnel
Handover	Soft handover	Hard handover

Tableau 4.02 : *Caractéristiques des deux techniques de multiplexages utilisés par le WCDMA*

4.6.7.7 Avantages du WCDMA

- En élargissant la bande, il y a moindre sensibilité aux interférences, d'où le gain de traitement est élevé. Cela permet aussi d'accroître le nombre d'utilisateurs présents dans une cellule et de résister aux actes des brouilleurs ;
- Possibilité de transmettre des services à haut débit : avec 5 MHz de largeur de bande, nous pouvons atteindre un débit de 2 Mbits/s.
- Meilleures performances pour détecter les trajets multiples. En effet, dans un canal de propagation à trajets multiples, des versions décalées du signal transmis parviennent à des intervalles de temps différents. Cette propriété qui était un inconvénient dans d'autres systèmes, va être utilisée dans un système CDMA en combinant les signaux pour diminuer le taux d'erreurs et obtenir ainsi de meilleures performances.

Par contre, la technique W-CDMA requiert un support matériel et logiciel plus élaboré qu'un système à bande étroite.

4.6.7.8 Les contraintes du WCDMA

- **Le trajet multiple** : la propagation radio est caractérisée par de multiples réflexions, diffractions et atténuations de l'énergie du signal. Elles peuvent être causées par des obstacles comme les maisons, les reliefs,...et résultent le phénomène appelé trajet multiple (Multipath). La différence de distances parcourues par les ondes vaut une demi-longueur d'onde soit 7 cm pour la fréquence 2000 MHz.

- **Le fast-fading** : les signaux en arrivant au récepteur peuvent s'annuler mutuellement, ceci est dû au trajet multiple. Ce récepteur peut recevoir plusieurs fois le même signal en décalage, et avec de puissance variable. Dans de zones urbaines, le délai peut être de l'ordre de $2\mu s$, et allant jusqu'à $20\mu s$ pour les zones suburbaines. Le récepteur WCDMA doit donc être capable de séparer ces composantes et les combiner de façon cohérente mais ce n'est possible que dans le cas où la différence entre les temps d'arrivée de deux signaux identiques est au moins $0.26\mu s$, qui est la durée d'un chip.
- **L'effet near far** : un mobile émettant à une puissance trop élevée peut empêcher tous les autres mobiles de la cellule. C'est ce qu'on appelle effet near-far. Il peut être constaté par exemple par un émetteur au pied de la station de base et d'autres en périphérie ; ces derniers, dont la puissance arrive au récepteur érodé par la distance, seront masqués par le signal du premier. Le mécanisme de contrôle de puissance est conçu pour remédier à l'effet near-far. Ce dernier est ainsi le cœur de notre étude et sera étudié au chapitre 4 de cet ouvrage.

4.6.8 Les services offerts par le réseau UMTS

L'UMTS propose 4 classes de qualité de services selon les applications :

- **La classe Conversationnel** qui permet aux conversations vocales de proposer une bande passante contrôlée avec échange interactif en temps réel avec un minimum de délai entre les paquets (voix, visiophonie).
- **La classe Streaming** qui permet aux services de streaming de fournir une bande passante continue et contrôlée afin de pouvoir transférer la vidéo et l'audio dans les meilleures conditions (multimédia, vidéo à la demande, ...).
- **La classe Interactive** qui est destinée à des échanges entre l'équipement usager et le réseau comme la navigation Internet, les jeux en réseau, l'accès à des bases de données (une requête engendre une réponse via le serveur distant).
- **La classe Background** est la plus faible priorité. Elle permet des transferts de type traitements par lots qui ne demandent pas de temps réel et un minimum d'interactivité (envoi et réception de messages électroniques) à savoir l'E-mail, SMS (Short Message System) et le téléchargement,....

4.7 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les évolutions des systèmes cellulaires, particulièrement de la technologie UMTS, car c'est cette famille de technologies qui a donné naissance aux technologies complémentaires HSDPA et HSUPA. A chaque génération, nous avons

remarqué des entrées de nouveaux services ou de nouvelles qualités de service. De plus, l'utilisation de la technologie d'accès WCDMA permet de fournir ces nouveaux services.

L'UMTS connaît deux évolutions majeures : le HSDPA et le HSUPA, dont nous allons expliquer brièvement dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 5**LA TECHNOLOGIE HSXPA****5.1 Introduction**

Pratiquement, le débit offert par le système UMTS (R99) est limité à 368kbps à cause de la sensibilité de la technique d'accès multiple W-CDMA aux conditions de propagations entre le mobile et le Node B. Ce débit est insuffisant pour certaines applications qui demandent un haut débit. Face à cette limitation et depuis l'année 2000, le groupe 3GPP a concentré ses travaux de normalisation sur l'évolution de l'interface radio de l'UMTS, connue commercialement sous le nom de 3G+ (ou HSXPA):

- HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) pour la voie descendante;
- HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) pour la voie montante.

Ces évolutions ont été définies respectivement en Release 5 (2002) et Release 6 (2005) afin d'accroître les débits possibles et de réduire la latence du système. La latence désigne le temps de réponse du système à une requête de l'utilisateur et est un facteur clé de la perception des services de données par l'utilisateur.

Dans ce qui suit, nous allons voir séparément ces deux technologies:

5.2 La technologie HSDPA (R5 du 3GPP)

La technologie HSDPA représente la première évolution du réseau mobile de troisième génération UMTS. Il est en fait une optimisation du lien descendant de la station émettrice vers le terminal mobile de la norme UMTS. Les éléments clés de cette optimisation sont l'ajout de nouveaux canaux, l'utilisation des techniques telles que le Hybrid-ARQ, la modulation et codage adaptatifs et l'ordonnancement rapide des utilisateurs (fastScheduling). De plus, la technique Multi-antennes MIMO (Multiple Input Multiple Output) est normalisée pour le HSDPA afin d'accroître la capacité radio et permettre d'intégrer des services à des débits plus élevés, ainsi, on peut déduire une augmentation de débit du système jusqu'à 14.4 Mbps.

5.2.1 Modulation et codage adaptatifs (MCA)

La technologie HSDPA utilise la technique de modulation et codage adaptatif connu sous le nom d'adaptation du lien radio ou « Link adaptation ». La mise en œuvre de la technique MCA permet au système HSDPA d'offrir la possibilité d'utiliser des modulations d'ordre supérieure appelées 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) et 64-QAM (64-

Quadrature Amplitude Modulation) avec la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) existante du R99. La MCA permet au Node B de changer le schéma de modulation et le rendement de codage au fur et à mesure que les conditions de canal varient.

En effet, le mobile mesure pour chaque trame la qualité de propagation du canal de transmission:

Lorsque les conditions du canal sont favorables, il demande du Node B, en utilisant le champ CQI (Channel QualityIndicator) ou indicateur de qualité de canal, d'utiliser une modulation d'ordre supérieure avec un rendement du codeur élevé.

Par contre, quand les conditions du canal sont défavorables, le mobile demande du Node B, en utilisant le champ CQI, de choisir la modulation QPSK avec un rendement du codeur faible.

Selon la valeur du champ CQI qui est envoyé par le mobile et en utilisant le canal physique HS-DPCCH (High Speed DedicatedPhysical Control Channel), le Node B sélectionne le type de modulation et le rendement du codage canal. Le tableau 5.01 nous illustre quelques exemples de schémas de codage et de modulation utilisés pour le HSDPA.

CQI	Modulation	Rendement de codage	Débit binaire utile (Kbps)
1	QPSK	0.1677	80.50
10	QPSK	0.4465	643.00
15	QPSK	0.6964	1971.50
16	16-QAM	0.3739	1794.50
25	16-QAM	0.7518	7217.50
30	16-QAM	0.8883	12791.00

Tableau 5.01 : Exemples de schémas de codage et modulation

5.2.2 Technique de retransmission HARQ

Avec un débit assuré par l'AMC, le HSDPA assure la fiabilité de la transmission par la méthode de retransmission hybride HARQ qui est la combinaison des deux méthodes de détection et de correction des erreurs :

- le protocole de retransmission des paquets ARQ (AutomaticRepeatRequest)
- le codage de canal FEC (ForwardError Correction).

Ce mode mixte, Hybrid ARQ-FEC permet de bénéficier des avantages de ces deux approches. Grâce à la redondance fournie par le mode FEC, le système détecte et corrige les erreurs de

transmission. Si le taux d'erreur est supérieur à celui supportable par la méthode FEC, la méthode ARQ intervient en exigeant la retransmission de la trame.

En HSDPA, le protocole de retransmission des paquets utilisé est le protocole N-SAW (N processus Stop-and-Wait) qui est une version améliorée du protocole SAW. Le N-SAW est utilisé pour réduire les délais d'attente des acquittements. La valeur maximale de processus SAW qui s'exécutent simultanément est normalisée à 8. Le délai entre deux retransmissions successives est de l'ordre de 8 à 12 ms.

Le groupe 3GPP a normalisé pour le HSDPA deux approches de retransmission :

- l'algorithme de Chase (*ou chasecombining*) où les retransmissions portent la même information que celle portée par la transmission originale,
- l'algorithme IR (*ou IncrementalRedundancy*) dans lequel chaque retransmission transporte une redondance supplémentaire.

5.2.3 La stratégie d'ordonnancement rapide (*fastscheduling*)

A la différence de l'UMTS dont l'ordonnanceur est localisé au niveau du RNC, l'ordonnanceur du système HSDPA est placé dans le Node B. Ceci offre une rapidité de la gestion des ressources du réseau et diminue le temps de traitement d'un paquet.

La stratégie d'ordonnancement est un mécanisme de contrôle des allocations des ressources du réseau HSDPA en décidant à quels utilisateurs les canaux HS-DSCHs seraient dédiés dans le prochain intervalle de temps de transmission TTI (Transmission Time Interval). Elle permet ainsi de partager les canaux physiques de données HS-DSCH entre les utilisateurs. Parmi les stratégies d'allocation de ressources radio, il y a :

- la technique *maximum carrier to interference (maxC/I)*, qui reprend l'idée du MCA pour allouer une ressource aux utilisateurs dont les conditions de propagation sont les plus favorables pendant l'intervalle de temps TTI. On peut dire que les utilisateurs en bordure d'une cellule ne peuvent jamais être desservis.
- la technique *Round Robin* qui suggère de sa part d'allouer les HS-DSCH aux utilisateurs d'une manière séquentielle et que les parts sont équitables mais les conditions du canal ne sont pas considérées.
- La technique d'allocation proportionnelle (*Proportionalfair* ou *Fair Time*) dont les utilisateurs ont la même probabilité d'être desservis mais aussi sans tenir compte des conditions du canal. Elle offre néanmoins un compromis entre capacité et QoS.

5.2.4 La technique MIMO

L'introduction de la technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) avec un codage spatio-temporel assure l'augmentation de la capacité et l'amélioration des performances du système HSDPA. Cette technique a été développée par les laboratoires Bell en 1997. Elle permet d'atteindre à la fois de très hautes efficacités spectrales et de lutter efficacement contre les évanouissements du signal.

L'idée générale est de tirer profit de la dimension spatiale du canal et d'exploiter les trajets multiples plutôt que de les supprimer. Le principe de MIMO est d'utiliser plusieurs antennes en émission et en réception côté Node B et côté mobile. Les antennes sont implantées de telle sorte que les signaux qu'elles transmettent ou reçoivent sont suffisamment décorrelées pour considérer qu'ils parcourent des canaux de propagation radio différents. Aussi, les performances de la liaison radio peuvent être améliorées car on profite d'une forme de « *diversité spatiale* » en réception. De plus, sur chaque antenne, il est possible de réutiliser la même paire de codes embrouillage/canalisation et donc d'augmenter ainsi le débit pic de manière proportionnelle au nombre d'antennes utilisées (si le nombre d'antennes dans le mobile est au moins aussi grand que le nombre d'antennes dans le Node B).

5.2.5 Nouvelles entités protocolaires

L'impact sur l'architecture des terminaux et du Node B est principalement au niveau de leur couche physique. Cependant, le besoin de retransmettre des paquets de la manière la plus rapide possible a mené à créer dans le Node B et dans le RNC une nouvelle couche de niveau 2 : MAC-hs. Cette entité gère le mécanisme de l'HARQ et la stratégie d'attribution des ressources selon une gestion de priorités. Elle permet donc de diminuer les éventuels retards survenus dans l'interface Iub.

De plus, ce choix diminue de manière significative les retards de retransmission inhérents au mode acquitté de la couche RLC. On souligne cependant que RLC peut participer également à la retransmission de données dans le cas où, au niveau de la couche physique, le nombre maximum de retransmission a été atteint.

La figure 5.01 nous illustre cette nouvelle architecture protocolaire liée au support HS-DSCH.

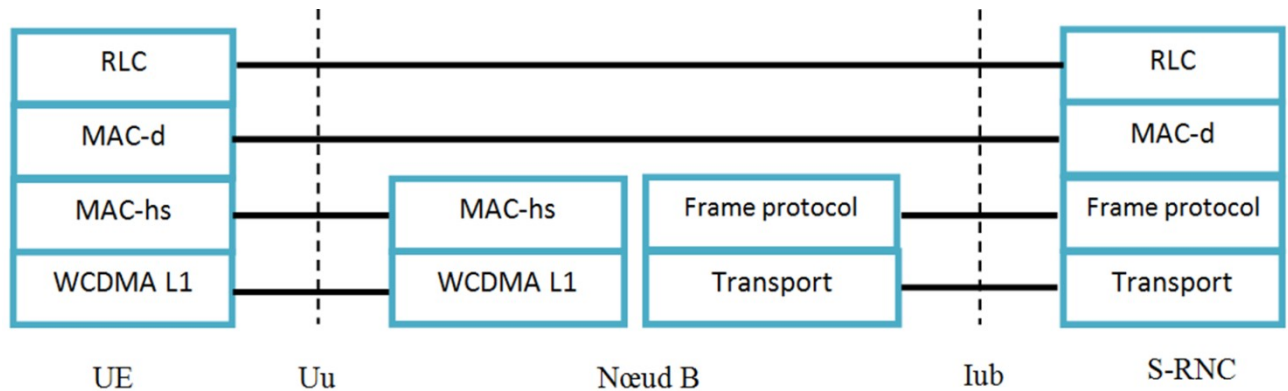


Figure 5.01 : *Architecture protocolaire liée au support HS-DSCH*

L'entité MAC-hs dans l'UE gère la retransmission HARQ

L'entité MAC-hs dans le Node B permet :

- L'attribution des ressources et gestion des priorités (contrôle de retransmission)
- Le contrôle des procédures HARQ
- La sélection du TF (adaptation variable de la modulation)

1 2.2.6 Les canaux introduits pour le support du HSDPA

Des nouveaux canaux physiques ont été attribués pour transporter les informations de l'utilisateur en mode paquet et d'assurer le haut débit. On distingue:

- Le HS-DSCH (High Speed Downlink Shared CHannel);
- Le HS-DCCH (High Speed Downlink Control CHannel);
- Le HS-SCCH (High Speed Shared Control CHannel).

Ces canaux coexistent d'une manière transparente avec les canaux introduits par les autres systèmes de troisième génération.

5.2.6.1 Le canal HS-DSCH (High Speed Downlink Shared Channel)

C'est un canal de transport de la voie descendante qui est partagé par plusieurs utilisateurs dans la cellule. Il a pour but de convoier les bits d'information provenant des couches supérieures depuis le Node B jusqu'au mobile tout en respectant la qualité de service requise. Il a beaucoup de caractéristiques intéressantes par rapport au canal DSCH de la R99. Son intervalle de temps pour transmettre un bloc de transport est réduit à 2 ms (3 slots) seulement pour avoir une plus grande réactivité dans l'allocation des ressources lorsque les conditions du canal de propagation deviennent favorables. Dans un TTI, il n'utilise pas de multiplexage de plusieurs HS-DSCH mais un seul canal de transport actif lors de la transmission. Il utilise un seul type de codage canal qui est le turbo code. Dans ce domaine de codage, la valeur du

facteur d'étalement est maintenue fixe à 16 et une transmission en multicode, transmission en multiplexant les codes des différents utilisateurs, peut avoir lieu. On peut allouer au plus 15 codes, mais ceci dépend de l'équipement utilisateur. Lorsque deux utilisateurs utilisent le même HS-DSCH, ils vérifient l'information dans chaque HS-SCCH respective pour déterminer les codes de désétalement du HS-DSCH.

Le canal de transport HS-DSCH a besoin d'un ou plusieurs canaux HS-PDSCH pour acheminer l'information binaire depuis le Node B jusqu'à l'utilisateur par voie radio en appliquant la technique d'étalement de spectre. Le HS-PDSCH est donc un canal physique associé au HS-DSCH qui utilise aussi une valeur fixe 16 du facteur d'étalement. Il supporte aussi la transmission en multicode et peut faire appel à une modulation numérique QPSK ou 16-QAM. Il est associé à un ou plusieurs canaux HS-SCCH dans la voie descendante et à un HS-DPCCH dans la voie montante.

Le tableau 5.02 nous donne les caractéristiques du HS-PDSCH tout comme les autres canaux du R99

Canal	HS-DSCH	DSCH	Downlink DCH
Spécification	R5	R99	R99
Facteur d'étalement	Fixé, 16	Variable (256-4)	Fixé (512-4)
Modulation	QPSK/16QAM	QPSK	QPSK
Entrelacement	2ms	10-80ms	10-80ms
Schéma de codage canal	Codage Turbo	Codage Turbo et convolutionnel	Codage Turbo et convolutionnel

Tableau 5.02 : Comparaison du canal HS-DSCH avec les autres canaux du lien descendant

5.2.6.2 Le canal HS-SCCH (High Speed Shared Control CHannel)

Le HS-SCCH est un canal physique qui convoie de la signalisation associée au HS-DSCH, c'est-à-dire qu'il transporte les informations nécessaires à la démodulation de l'information du canal HS-DSCH. L'UTRAN, réseau d'accès de l'UMTS, doit allouer un certain nombre de canaux HS-SCCH aux utilisateurs qui seront multiplexés en codes. Plus grand nombre de canaux HS-SCCH sont alors alloués, mais chaque terminal doit ne considérer qu'au plus quatre seulement à chaque instant.

Il a un débit fixe de 60 kbps avec un facteur d'étalement fixé à 128. Il est constitué de 40 bits comprenant les bits de redondance issus d'un codage convolutionnel et des bits de CRC. Les informations véhiculées par le HS-SCCH sont :

- L'identité de l'utilisateur
- Le nombre et le numéro des codes de canalisation du HS-PDSCH pour son désétalement
- Le type de modulation qui sera QPSK ou 16-QAM
- La taille du bloc de transport pour permettre un décodage réussi et une combinaison avec des retransmissions antérieures
- Le nombre de procédures ARQ pour indiquer à quelle procédure ARQ appartiennent les données

L'indicateur de première et dernière retransmission afin de savoir si la transmission doit être combinée avec les données existantes dans le buffer (dans le cas où le décodage échoue) ou si le buffer doit être vidé et ensuite rempli avec de nouvelles données.

Le Node B transmet le HS-SCCH avec deux slots d'avance par rapport au HS-PDSCH afin de donner au mobile les paramètres nécessaires pour pouvoir décoder ce dernier.

5.2.6.3 Le canal HS-DPCCH (High Speed Dedicated Physical Control Channel)

Le HS-DPCCH est un canal physique de la voie montante qui transporte la signalisation reliée à la transmission du canal HS-PDSCH. Cette signalisation est constituée de deux champs d'informations : l'acquittement négatif ou positif (ACK/NACK) utilisé par la technique HARQ et la qualité du canal de transmission (CQI) pour la gestion de la technique de modulation et de codage adaptatifs (MCA). Le HS-DPCCH est étalé avec un facteur d'étalement de 256. Il y a donc 10 bits par slot dans une trame HS-DPCCH.

5.2.7 Les débits du HSDPA

Différentes catégories de mobiles HSDPA sont définies par la norme du 3GPP, ils correspondent à différents niveaux de complexité et de performance. Les principaux éléments qui entrent en jeu sont décrits dans le tableau 5.03 :

- Le nombre maximum de canaux HS-PDSCH que le terminal est capable de démoduler sur un TTI donné.
- La durée minimum, exprimée en TTI, entre deux paquets transmis à un mobile : «1» signifie que le terminal doit être capable de recevoir des données à chaque TTI de 2 ms, «3» signifie que le terminal ne peut recevoir des données HS-DSCH avec une période plus courte que 6 ms
- La taille maximum (en bits) d'un bloc HS-DSCH transmis sur un TTI de 2 ms.
- Les débits mentionnés ne sont que des valeurs maximales théoriques.

La catégorie «10» est la plus performante avec un débit maximum théorique de 14Mbps, ce qui est très supérieur aux 2 Mbps théoriques que peut offrir la transmission sur canal physique dédié DPCH. Les mobiles de cette catégorie sont capables de démoduler simultanément 15 codes HS-PDSCH (le maximum que peut offrir HSDPA dans une cellule), à chaque TTI de 2 ms. Un mobile de catégorie «1» a des performances beaucoup plus modestes. Il ne peut démoduler que 5 codes simultanément, et ne peut recevoir des données que tous les 3 TTI (6 ms).

Catégorie	Nb Codes	Max	Min	Inter	Max HS-DSCH TBS(2ms TTI)	Débit Max Théorique	Modulation
1 et 2	5		3		7298	1.2Mb/s	QPSK/16QAM
3 et 4	5		2		7298	1.8Mb/s	QPSK/16QAM
5 et 6	5		1		7298	3.6Mb/s	QPSK/16QAM
7 et 8	10		1		14411	7.2Mb/s	QPSK/16QAM
9	15		1		20251	10.1Mb/s	QPSK/16QAM
10	15		1		27952	14Mb/s	QPSK/16QAM
11	5		2		3630	0.9Mb/s	QPSK
12	5		10		3630	1.8Mb/s	QPSK

Tableau 5.03: *Les catégories de terminaux HSDPA*

1.3 La technologie HSUPA (R6 du 3GPP)

5.3.1 Présentation

High Speed UplinkPacket Access (HSUPA) est un protocole de téléphonie mobile de 3G, dont les spécifications ont été pub

liées par le 3GPP dans la «release 6» du standard UMTS. Il est présenté comme le successeur du HSDPA permettant un débit montant à 5,8 Mbit/s, une capacité supérieure entre 1.5 et 2 fois comparée à celle du R99. C'est une réponse plus rapide pour des services de type interactif notamment la vidéo-téléphonie, l'envoi des emails avec des pièces jointes volumineuses, les jeux en lignes, les échanges de personne à personne des fichiers clips audio et vidéo.

Pour l'acheminement des informations utilisateurs dans le sens montant, la technologie HSUPA a introduit des nouveaux canaux physiques. Ainsi, il est connu sous le nom E-DCH

(Enhanced DCH) car ce sont les performances du canal DCH de la voie montante qui sont renforcées tout en restant compatible avec les réseaux des Releases précédentes. La figure 2.02 indique l'architecture système du HSUPA.

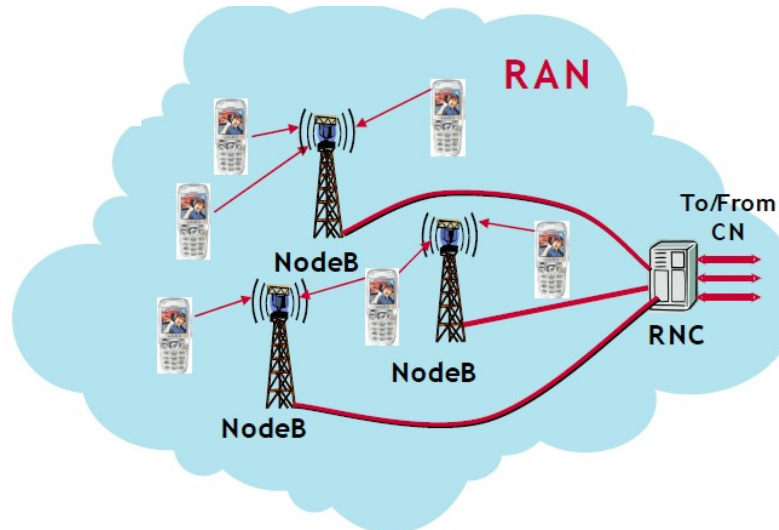


Figure 5.02 : *Architecture système avec le HSUPA*

L'implémentation de ce système introduit :

- les techniques de codage et de modulation tels que l'utilisation de la modulation 4-QAM avec la modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying),
- la technique de retransmission hybride (HARQ)
- l'utilisation d'un mécanisme d'ordonnancement rapide des ressources.

Le système HSUPA fait appel à des faibles facteurs d'étalement variables. En effet, pour transmettre avec des débits élevés, un utilisateur HSUPA utilise des facteurs d'étalement qui prennent des valeurs entre 2 et 256. De plus, le système HSUPA offre la possibilité d'utiliser une durée de trame de données de 2 ms optionnellement avec 10 ms.

5.3.2 Architecture de l'interface radio

Comme pour HSDPA, l'architecture générale de l'interface radio n'est pas fondamentalement modifiée, mais la sous-couche MAC subit de profonds changements. La figure 5.03 montre la pile protocolaire dans le réseau d'accès en se focalisant sur la voie montante. La sous-couche MAC s'enrichit de deux nouvelles entités, le MAC-es et le MAC-e, qui viennent se placer sous le MAC-d, à la manière du MAC-hs pour la voie descendante.

Côté UTRAN, le MAC-e est situé dans le Node B afin de réduire les délais de transmission et de retransmission HARQ et de permettre un ordonnancement rapide. Le MAC-es, situé côté UTRAN dans le RNC, est lié aux fonctions de macro-diversité, de recombinaison et de remise

en séquence des PDU reçus de différents Nodes-B. Les données qui circulent entre les entités MAC-d sont organisées en flux MAC-d. Chaque flux MAC-d peut être associé à des critères de qualité de service différents, par exemple en termes de délai, de BLER résiduel, de débit, de priorité, et est traité en fonction de ces critères par le HARQ et l'ordonnancement.

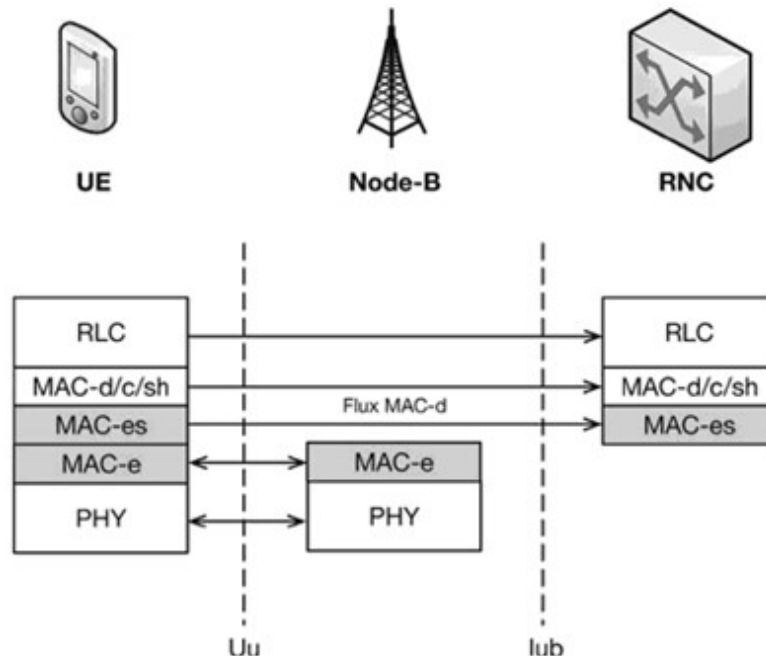


Figure 5.03 : *Positionnement des couches protocolaires en R6*

5.3.3 Les canaux de transport

Le canal E-DCH (Enhanced Dedicated Channel) est le seul canal de transport dédié introduit par le système HSUPA. Il supporte des opérations de codage et de multiplexage sophistiquées à savoir le turbo codage de l'UMTS de rendement 1/3, la technique HARQ, la modulation d'ordre supérieur 4-QAM et le contrôle de puissance rapide pour l'adaptation du lien. Le canal E-DCH porte non seulement les données d'information d'un utilisateur particulier mais aussi les données de contrôle pour la gestion de la liaison. Ce canal de transport est associé donc aux canaux physiques dédiés : l'E-DPDCH et l'E-DPCCH.

1.3.4 Les canaux physiques

5.3.4.1 Les canaux physiques de la voie montante

Deux types des canaux physiques dédiés : l'E-DPDCH et l'E-DPCCH sont utilisés dans la voie montante. Ces canaux sont une amélioration des canaux physiques DPDCH et DPCCH

de la liaison montante du système UMTS. Ils sont séparés sur les deux voies en phase (I) et en quadrature (Q).

- Le canal E-DPDCH est utilisé pour transporter les données utilisateur issues du nouveau canal de transport dédié E-DCH.
- Le canal E-DPCCH convoie les données de contrôle générées au niveau de la couche physique.

Les informations contenues dans l'E-DPCCH sont :

- le RSN (Retransmission SequenceNumber) (2bits) qui est nécessaire pour le mécanisme de retransmission des paquets HARQ,
- l'E-TFCI (Enhanced Transport Format CombinationIndicator) (7bits), qui indique la taille du bloc de transport E-DCH
- le bit "Happy" (1bit) qui indique la satisfaction du mobile par les ressources allouées par le Node B.

Le standard 3GPP a normalisé un seul canal physique dédié de contrôle et un, deux ou quatre canaux physiques dédiés de données. Le nombre des bits du canal E-DPCCH est fixé à 150 bits alors que le nombre des bits U_k du $k^{ème}$ canal E-DPDCH est variable. Il dépend du facteur d'étalement SF_k utilisé et il est calculé par l'expression suivante :

$$U_k = \frac{N_{c,tti}}{SF_k}$$

Où

$N_{c,tti}$ est le nombre des chips pendant la durée TTI qui est égale à 38400chips lorsque TTI=10ms et 7680chips lorsque TTI=2ms. La figure (2.04) représente les structures d'un canal de données E-DPDCH et d'un canal de contrôle E-DPCCH.

A l'instar du canal physique de contrôle E-DPCCH qui est toujours étalé par un facteur d'étalement égale à 256, les canaux physiques de données E-DPDCHs sont étalés par des facteurs d'étalement variables qui prennent des valeurs entre 2 et 256.

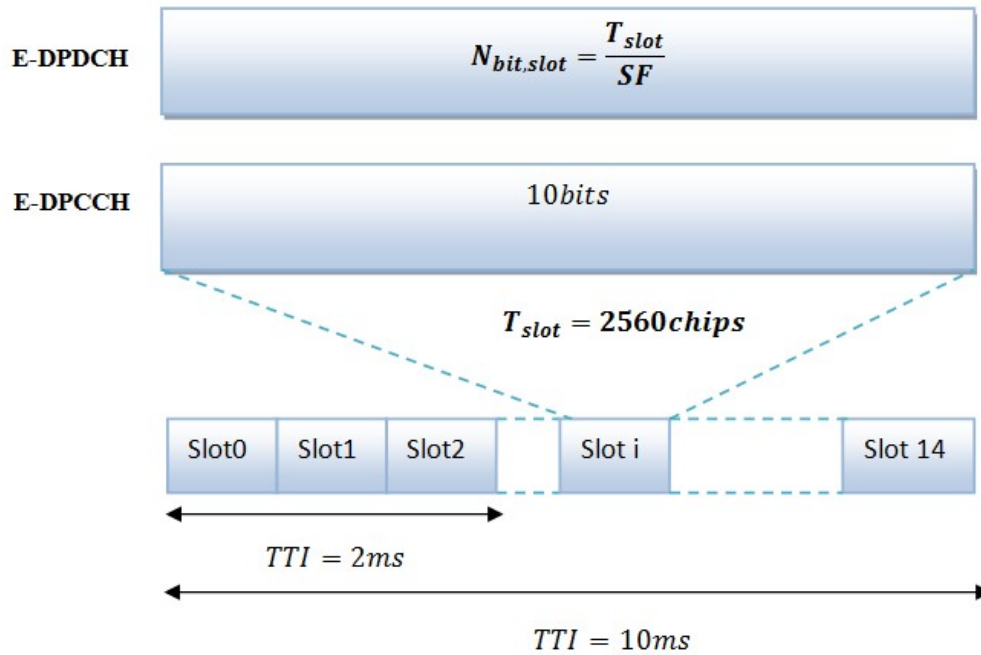


Figure 5.04: La structure des canaux de données E-DPDCH et de contrôle E-DPCCH

Le tableau 2.04 présente les codes OVSF $C_{SF,n}$ alloués pour chaque canal E-DPDCH du système HSUPA, où $C_{SF,n}$ est le code OVSF qui est généré à partir de la $k^{ème}$ ligne de la matrice de Walsh- Hadamard de taille SF. En effet, SF est le facteur d'étalement et n est le numéro de code. L'allocation des codes pour le système HSUPA dépend de la configuration de la liaison montante du système UMTS.

$N_{max,DPDCH}$	$E-DPDCH_k$	Code OVSF
0	$E-DPDCH_1$	$C_{2,1}$ ou $C_{SF,SF/4}$ si $SF \geq 4$
	$E-DPDCH_2$	$C_{4,1}$ ou $C_{2,1}$
	$E-DPDCH_3$	$C_{4,1}$
	$E-DPDCH_4$	$C_{4,1}$
1	$E-DPDCH_1$	$C_{SF,SF/2}$
	$E-DPDCH_2$	$C_{4,2}$ ou $C_{2,1}$

Tableau 5.04 : Les codes OVSF alloués pour les canaux E-DPDCHs

Les canaux de données et de contrôle sont multiplexés ensemble dans une seule trame pour former un canal de transport CCTrCh (Coded Composite Transport Channel). Le canal E-DPDCH est toujours multiplexé sur la voie en phase I, alors que les canaux de données E-DPDCHs sont partagés entre la voie en phase I et la voie en quadrature Q de la façon illustrée par le tableau 5.05. La répartition des canaux E-DPDCHs sur la voie en phase I et la voie en

quadrature Q dépend de la configuration de liaison montante de deux systèmes UMTS et HSDPA.

$N_{max,DPDCH}$	HS-DSCH	$E-DPDCH_K$	Voie I/Q
0	-	$E-DPDCH_1$	I
		$E-DPDCH_2$	Q
		$E-DPDCH_3$	I
		$E-DPDCH_4$	Q
1	Non	$E-DPDCH_1$	Q
		$E-DPDCH_2$	I
1	Oui	$E-DPDCH_1$	I
		$E-DPDCH_2$	Q

Tableau 5.05 : *La répartition des canaux E-DPDCHs sur la voie en phase I et la voie en quadrature Q*

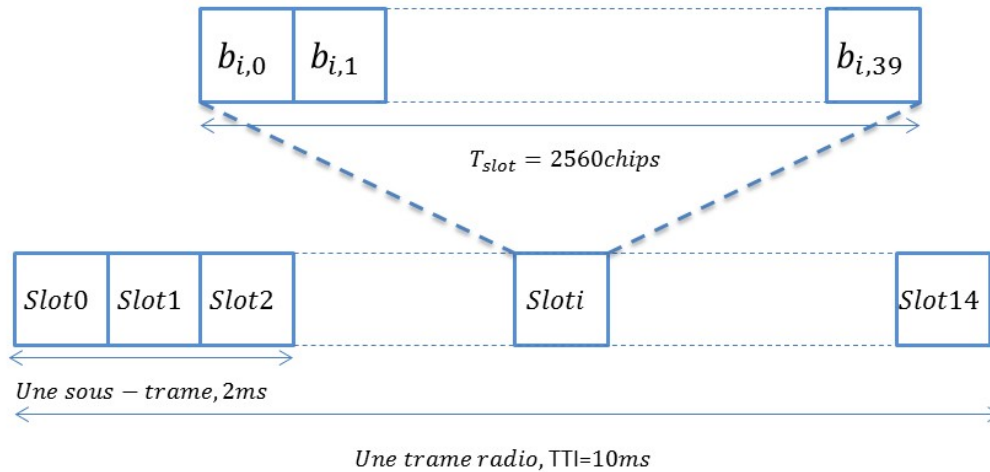
2 2.3.4.2 Les canaux physiques de la voie descendante

Trois nouveaux canaux physiques de contrôle : l'E-AGCH, l'E-RGCH et l'E-HICH sont introduits dans le sens descendant. Ces nouveaux canaux ont pour rôle l'attribution rapide des ressources de la liaison montante, à savoir :

- la puissance d'émission maximale,
- la taille de bloc de transport E-DCH
- les paramètres de la technique HARQ.

Cette attribution des ressources est évaluée par le Node B qui la communique au mobile sur les deux canaux E-AGCH (EnhancedUplinkAbsolute Grant CHannel) et E-RGCH (EnhancedUplink Relative Grant CHannel). Ces deux canaux sont étalés par un facteur d'étalement de 256. Le processus de retransmission des paquets hybride HARQ qui est déjà utilisé par le système HSDPA est appliqué pour le système HSUPA.

La voie de retour qui correspond à l'acquittement positif (ACK) ou négatif (NACK) est transmise sur la voie descendante par le canal **E-HICH** (EnhancedUplink HARQ IndicatorCHannel). Le réseau peut également rester sans réponse en n'émettant pas de signal sur l'E-HICH (on notera cette option DTX pour Discontinuons Transmission). Ce canal est étalé par un facteur d'étalement de 256.



Figur

e 5.05 : Structure temporelle des canaux E-HICH et le E-RGCH

L'**E-RGCH** est un canal physique dédié permettant à l'algorithme d'ordonnancement de commander à UE une modification éventuelle de son niveau de puissance ; DOWN, l'UE doit diminuer sa puissance ; HOLD, l'UE peut maintenir sa puissance d'émission sur l'E-DPDCH. La puissance maximale que peut utiliser l'UE sur l'E-DPDCH est déterminée à partir du SG (Serving Grant). Il s'agit du rapport de puissance maximal entre les canaux E-DPDCH et DCCH que l'UE peut utiliser. Le DCCH est soumis au contrôle de puissance rapide sur la voie montante. Pour un SG donné, l'E-DPDCH suit donc les variations de puissance du DCCH à un facteur près. Les canaux E-RGCH sont multiplexés avec des canaux E-HICH sur un ou plusieurs codes de canalisation de facteur d'étalement 128. Chaque code peut supporter jusqu'à 20 paires de canaux E-HICH/E-RGCH grâce à 40 signatures orthogonales.

L'**E-AGCH** est un canal physique partagé. Le facteur d'étalement est 256. Les deux branches de la QPSK étant utilisées, le débit est de 30kbps, soit 20bits par slot. Un ou plusieurs E-AGCH peuvent être configurés par cellule.

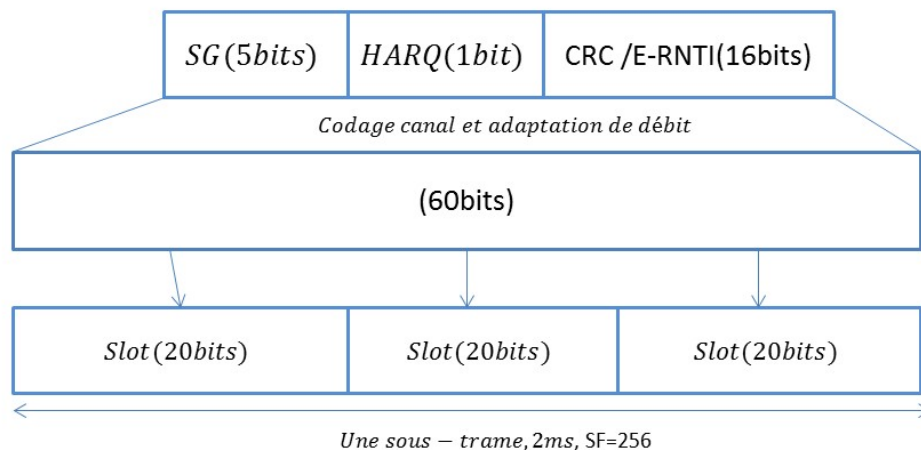


Figure 5.06 : *Structure temporelle de l'E-AGCH*

L'E-AGCH est utilisé par l'algorithme d'ordonnancement pour ajuster directement, et donc de manière absolue, le SG des UE sous son contrôle. Il peut également servir à activer ou désactiver un ou plusieurs processus HARQ. Un UE est obligatoirement identifiée grâce à une identité primaire E-RNTI (E-DCH Radio Network Temporary Identifier), mais il peut également se voir attribuer, de manière optionnelle, une E-RNTI secondaire. L'utilisation de l'une ou l'autre des identités est décidée par le Node B par l'intermédiaire de l'E-AGCH.

L'E-AGCH transporte donc les informations suivantes :

- le SG ou l'ordre de désactivation de processus sur 5bits ;
- L'information spécifiant si la désactivation concerne un ou l'ensemble (1bit) ;
- Un CRC spécifique dont le polynôme générateur est obtenu à partir de

l'identité de l'UE, l'E-RNTI primaire ou secondaire (16bits).

Grâce au CRC spécifique qui inclut de manière implicite son identité, l'UE peut déterminer si le message lui est adressé ou non. Ces données subissent un codage canal et une adaptation de débit qui produisent 60bits transmis sur une sous-trame radio de 2ms. Si l'UE utilise un TTI de 10ms, l'information est répétée cinq fois.

Avec l'emploi conséquent du HSXPA, l'utilisation des DPDCHs (DedicatedPhysical Data CHannels) peut en principe être supprimée mais il faut toutefois toujours garantir que le terminal mobile ne transmette pas avec une puissance plus élevée que nécessaire (ClosedLoop Power Control) (voir chapitre5). Pour cette raison, la Release 6 a introduit dans le Downlink le **F-DPCCH** (FractionalDedicatedPhysical Control CHannel) qui prend en charge le contrôle de puissance des différents terminaux selon un procédé de multiplexage temporel.

5.3.4.3 Synthèse des canaux physiques introduites par la release 6

Le tableau suivant présente les canaux physiques introduits par le HSUPA :

Canal physique	Description	Voie
E-DPDCH	Canal physique dédié de données	UL
E-DPCCH	Canal physique de contrôle (RSN, E-TFCI, happy bit)	UL

E-HICH	Canal physique de contrôle (ACK/NACK/DTX)	DL
E-RGCH	Canal physique de contrôle (UP/DOWN/HOLD)	DL
E-AGCH	Canal physique de contrôle (SG/HARQ/E-RNTI)	DL

Tableau 5.06 : Synthèse des canaux physiques introduites par R6 en voie montante (UL) et en voie descendante (DL)

5.3.5 Associations des canaux physiques, de transport et logique

Un E-DPCCH est associé au sein de la couche physique à un ou plusieurs E-DPDCH. Un E-DPCCH est également nécessairement associé à une transmission HSUPA sur la voie montante. Sur la voie descendante, les canaux E-HICH, E-AGCH et E-RGCH ne sont visibles que de la couche physique [9] [32]. La figure 2.07 nous donne la mise en correspondance des canaux physiques, de transport et logique de l'HSUPA.

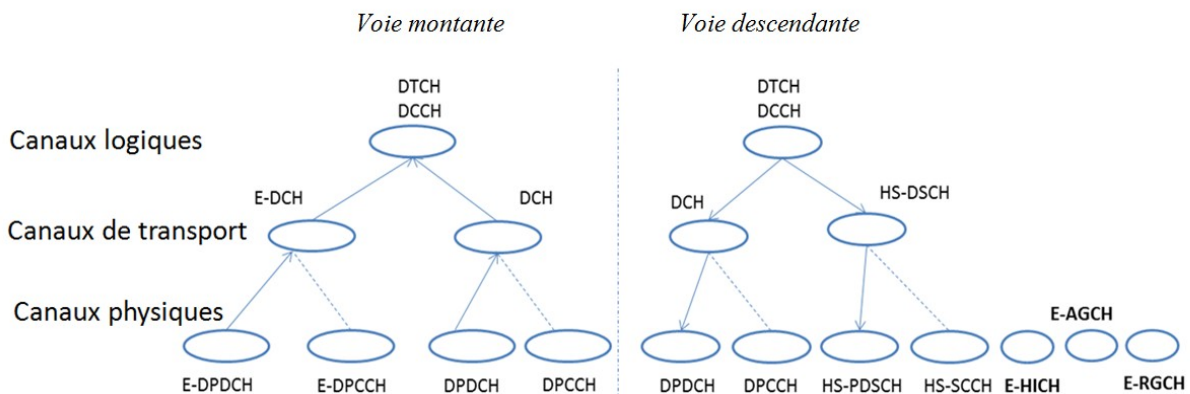


Figure 5.07 : Mise en correspondance des canaux logiques, de transport et physique en release R6

5.3.6 Impact du système HSUPA sur la couche physique de l'UMTS

L'introduction du système HSUPA impose au terminal mobile ainsi qu'au réseau d'accès UTRAN d'évoluer. Le support du HSUPA impose l'introduction de nouveaux types de terminaux qui doivent supporter les nouvelles techniques introduites par le HSUPA. Parmi ces techniques nous distinguons :

- la possibilité du terminal de traiter un nombre maximal de bits du canal de transport E-DCH dans un seul TTI ;
- la capacité du terminal de supporter la modulation 4-PAM;
- la capacité du terminal de supporter la technique HARQ;

- la possibilité du terminal d'utiliser des petits facteurs d'étalement variables (de 2 à 256) ;
- la capacité du terminal de supporter le principe multi code ;
- la possibilité du terminal de traiter des trames de durée TTI=2ms.

Dans un réseau de troisième génération sans le système HSUPA, c'est le RNC qui gère plusieurs fonctionnalités telles que l'allocation de ressources et la stratégie de retransmission HARQ. Avec le HSUPA, ces fonctionnalités sont effectuées au niveau du Node B. Ceci permet une gestion rapide des ressources et diminue les retards de retransmission.

5.3.7 Les débits de HSUPA

Il existe, dans la norme 3GPP, différentes catégories de terminaux HSUPA en fonction:

- Du nombre maximal de codes E-DPCH que le terminal peut utiliser en émission;
- Du SF minimum et du TTI supporté.

Les débits indiqués dans le tableau sont théoriques. Ils ne sont observables que dans les meilleures conditions de transmission. La catégorie de terminaux 6 est le plus performant car il offre un débit de 5.7Mb/s avec un nombre maximal de codes 4.

CATEGORIE E-DCH	NB MAX CODES	MIN SF	E-DCH TTI (ms)	MAX E-DCH TBS (10ms TTI)	MAX E-DCH TBS (2ms TTI)	DEBIT MAX THEORIQUE
1	1	SF4	10	7110	-	0.7Mb/s
2	2	SF4	10/2	14484	2798	1.4Mb/s
3	2	SF4	10	14484	-	1.4Mb/s
4	2	SF2	10/2	20000	5772	2.9Mb/s
5	2	SF2	10	20000	-	2Mb/s
6	4	SF2	10/2	20000	11484	5.7Mb/s

Tableau 5.07: Les catégories de terminaux HSUPA

NB MAX CODES : nombre maximale de codes E-DCH transmis

MIN SF : facteur d'étalement minimale

E-DCH TTI : Intervalle de temps de transmission sur un canal E-DCH

MAX E-DCH TBS: Nombre max de bits d'un bloc de transport E-DCH transmis dans un TTI E-DCH (10ms ou 2ms).

La vitesse de transfert maximale est la caractéristique essentielle des différentes catégories. La gestion de la structure de trame de 10 ms est obligatoire. La plus courte structure de sous-trame de 2 ms n'est stipulée que pour quelques catégories. Si quatre codes sont transférés simultanément, deux doivent utiliser un facteur d'étalement de 2 et les deux autres, un facteur d'étalement de 4.

5.4 Les configurations du sens montant en présence des systèmes UMTS, HSDPA et HSUPA

Les canaux physiques envoyés sur la liaison montante par les systèmes UMTS, HSDPA et HSUPA sont présentés ci-dessous. Ces canaux physiques sont :

- un ou plusieurs canaux physiques de données DPDCHs et un canal physique de contrôle DPCCH introduites par le système UMTS ;
- un canal HS-DPCCH qui est un canal de contrôle de liaison montante du système HSDPA. Il est utilisé lorsque les canaux HS-DPDCHs sont envoyés sur la liaison descendante ;
- un, deux ou quatre canaux physiques de données E-DPDCHs et un seul canal physique de contrôle E-DPCCH introduites par le système HSUPA;
- un canal PRACH qui est un canal physique commun utilisé pour l'établissement de la communication. Le 3GPP ne permet pas la transmission de ce canal en même temps que les canaux physiques dédiés. Ainsi, nous pouvons négliger ce canal de la liaison montante ;

Les combinaisons possibles du nombre maximal de canaux physiques de la liaison montante, les trois systèmes en plus du canal DPCCH sont précisées dans le tableau 5.08. Ces canaux physiques peuvent être configurés simultanément pour un seul utilisateur. La capacité réelle d'un équipement usager peut être inférieure aux valeurs indiquées dans le tableau 5.08.

	DPDCH	HS-DPCCH	E-DPDCH	E-DPCCH
Configuration 1	6	1	-	-
Configuration 2	1	1	2	1
Configuration 3	-	1	4	1

Tableau 5.08 : *Le nombre maximal de canaux physiques envoyés simultanément sur le sens montant*

Nous allons nous intéresser uniquement sur la configuration 3 qui utilise un nombre maximale de 4 canaux E-DPDCH, un canal E-DPCCH, un canal HS-DPCCH et un canal DPCCH.

5.4.1 L'étalement dans la voie montante

L'opération de l'étalement est composée de deux étapes :

5.4.1.1 La canalisation

Cette première étape consiste à transformer chaque symbole de données en une suite de chips. Cette transformation permet d'élargir la bande du signal par le principe d'étalement de spectre. Le nombre de chips par symbole définit le facteur d'étalement SF (Spreading Factor).

5.4.1.2 L'embrouillage

Cette deuxième étape applique un code d'embrouillage au signal étalé. Le principe d'étalement de la configuration 3 est illustré sur la figure (5.08). Avant le processus d'étalement, les données portées par les canaux physiques de la liaison montante sont modulés par un modulateur qui transforme les bits en une séquence des valeurs réelles. Après la multiplication par un code d'étalement, les chips sont pondérées par un facteur de gain β pour fixer la puissance de chaque canal physique. Les flux issus des deux voies I et Q sont par la suite additionnés et traités comme des séquences de chips complexes. Ces séquences sont embrouillées par un code d'embrouillage complexe $S_{DPCH,n}$.

L'étalement est ainsi effectué par la mise en œuvre des codes OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor). Ces codes ont la caractéristique de préserver l'orthogonalité entre les différents canaux physiques. Les codes OVSF sont générés par une structure en arbre comme il est montré sur la figure (5.09). Chaque niveau de l'arbre est associé à un facteur d'étalement particulier. L'allocation des codes OVSF nécessite des contraintes pour maintenir

l'orthogonalité entre les codes : un code $C_{SF,k}$ de l'arbre ne peut être alloué que si aucun autre code appartenant au sous arbre généré à partir de $C_{SF,k}$ ou au chemin entre $C_{SF,k}$ et la racine de l'arbre n'est utilisé. Ces restrictions limitent le nombre de codes utilisables simultanément. L'interface radio autorise un facteur d'étalement maximal de 256 pour les canaux du sens montant.

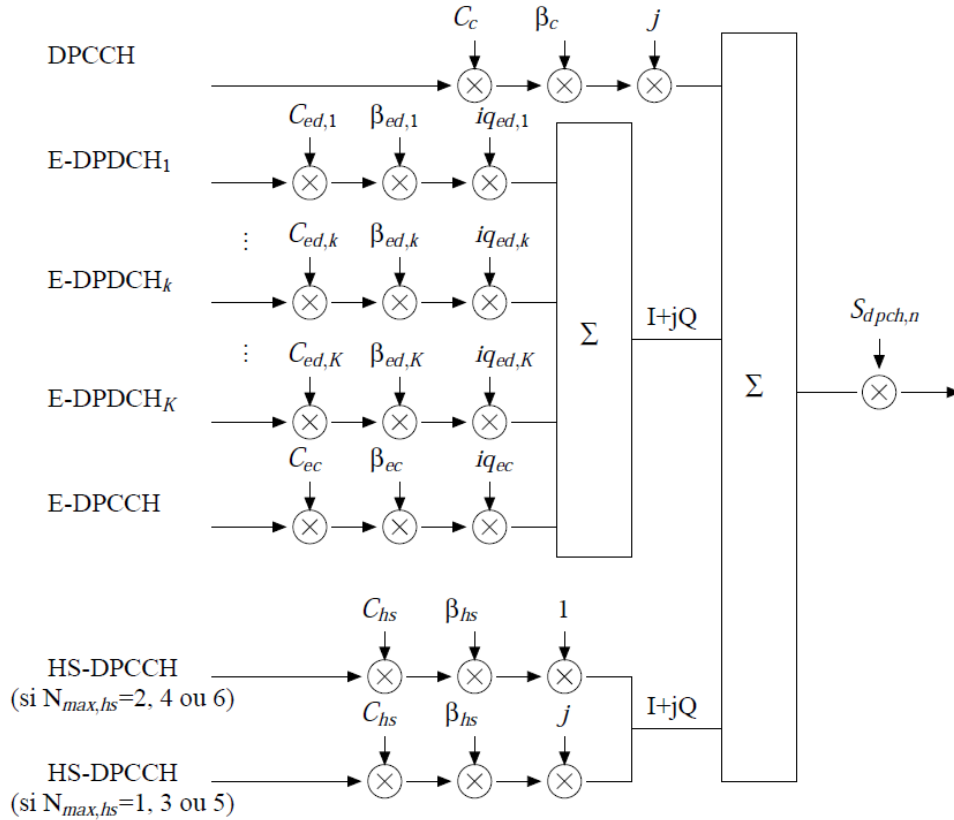


Figure 5.08 : Le principe d'étalement de la configuration 3

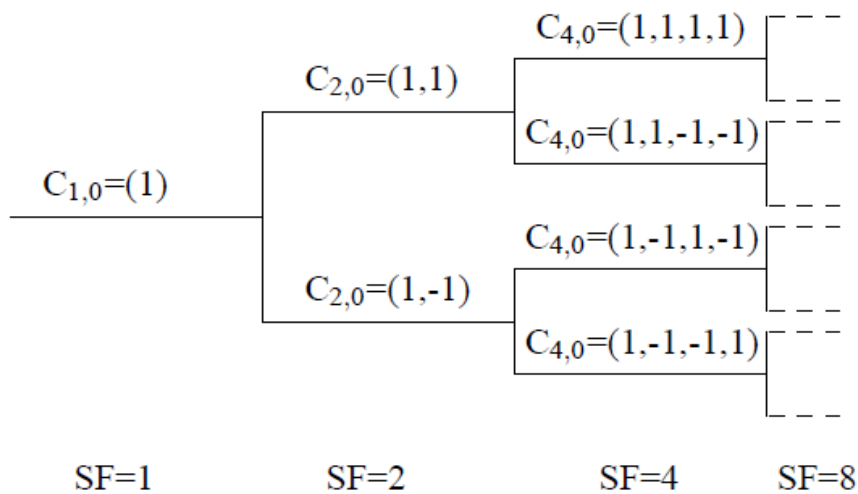


Figure 5.09 : La structure en arbre des codes OVFS

L'opération d'embrouillage consiste à multiplier, chip-à-chip, les données étalées par une séquence complexe pseudo-aléatoire. Elle permet de différencier les équipements usager entre eux dans le sens montant. La génération des séquences d'embrouillage se fait à base de registres à décalage et d'additionneurs modulo 2, comme illustré sur la figure (5.10).

Il existe deux types de séquences d'embrouillage dans le sens montant :

- Les séquences longues qui sont des séquences complexes construites par la combinaison de deux séquences de Gold réelles $C_{long,1,n}$ et $C_{long,2,n}$. Chacune de ces deux dernières est générée par la somme modulo 2 de deux m-séquences de polynôme générateur de degré 25. Il existe $2^{24} = 16777216$ codes d'embrouillage long dans le sens montant.
- Les séquences d'embrouillage courtes sont aussi des séquences complexes. Leur utilisation consiste à mettre en œuvre des techniques de détection plus performantes telles que la détection multi-utilisateurs. Le nombre de codes d'embrouillage courts qui peuvent être générés est de 2^{24} .

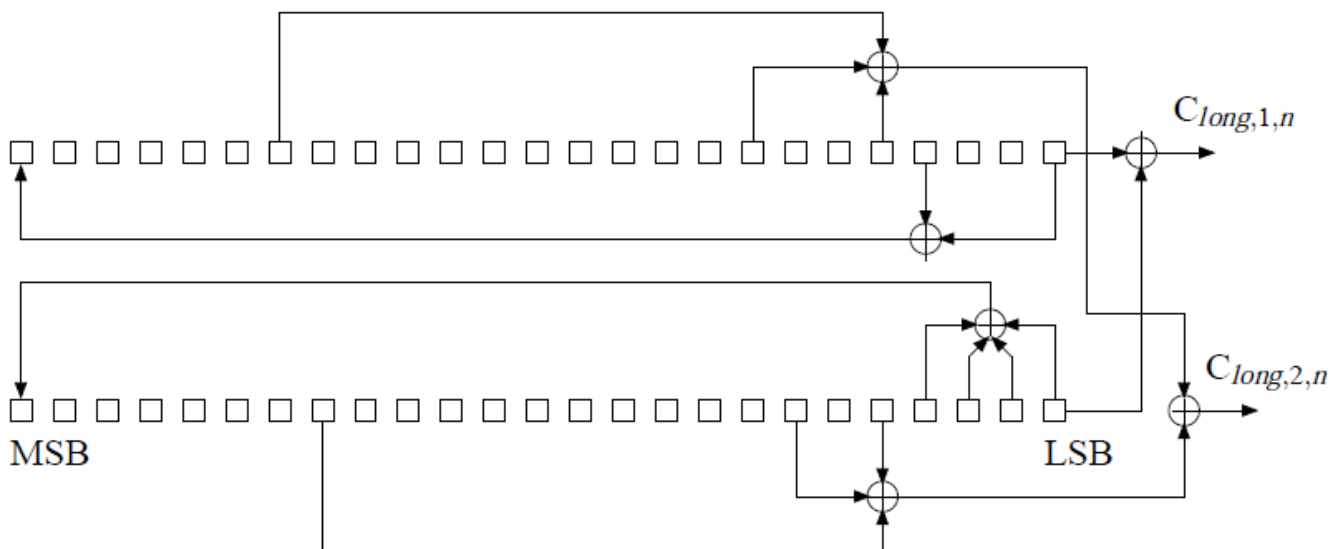


Figure 5.10 : Générateur de code d'embrouillage pour le sens montant

5.5 Comparaison des caractéristiques

Ci-dessous le tableau montrant les caractéristiques du Release 6 par rapport à Release 5 et Release 99

	UMTS DCH (R99)	HSDPA DCH(R5)	HSUPA E-DCH(R6)
Type de canal	Dédié	Partagé	Dédié
Facteur d'étalement (SF)	Variable	Fixé (SF=16)	Variable
Couche physique/HARQ	Non	Oui	Non
TTI (ms)	80/40/20/10	2	10/2
Soft handover	Oui	Non	Oui
Transmission multicode	Possible	Oui	Oui
Modulation adaptative	Non	Oui	Non
Algorithme d'ordonnancement	RNC	Node B	Node B
Contrôle de puissance	Oui	Oui	Oui

Tableau 5.09 : *Comparaison des caractéristiques du HSUPA comparé à UMTS et HSDPA*

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté successivement les technologies HSDPA et HSUPA. Après avoir décrit les nouvelles techniques et les canaux introduits par ces systèmes, nous avons vu en détail les canaux physiques introduits par le système HSUPA, l'impact du système HSUPA sur la couche physique de l'UMTS et les configurations du sens montant en présence du HSUPA.