

Sous la direction de Guy Pujolle

LTE et les réseaux 4G

Yannick Bouguen

Éric Hardouin

François-Xavier Wolff

Préface d'Alain Maloberti

© Groupe Eyrolles, 2012, ISBN : 978-2-212-12990-8

EYROLLES

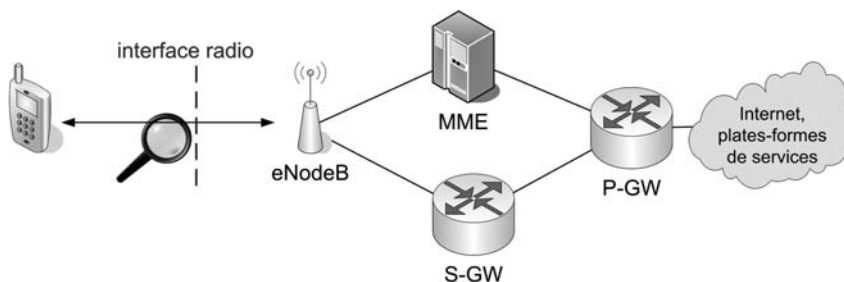


3

L'interface radio du LTE

Sommaire : *Rappels sur le canal radio – Les modes de duplexage définis pour le système LTE (FDD et TDD) – L'architecture de l'interface radio – Les canaux logiques, de transport et physiques – Structure de trame et dimension fréquentielle – Caractéristiques clés de l'interface radio – Introduction aux traitements d'émission et de réception*

Figure 3-1



Ce chapitre décrit les principes de l'interface radio du système LTE et fournit au lecteur les connaissances nécessaires à la compréhension de son fonctionnement.

L'interface radio assure le rôle clé de transférer par la voie des airs les données issues de la couche IP associées au service demandé par l'utilisateur. Ce transfert doit respecter des exigences de qualité de service (latence, débit) malgré un medium extrêmement variable, tout en optimisant l'accès à une ressource spectrale limitée. En outre, la disponibilité du spectre, variable selon les régions du globe, impose de pouvoir s'adapter à différents types de bandes disponibles.

Ce chapitre fournit une vue d'ensemble de l'interface radio du système LTE et constitue une introduction aux chapitres 4 à 19 qui décriront plus en détail les couches physique et MAC. La section « Rappels sur le canal radio » (p. 60) commence par rappeler les spécificités du canal radio. La section « Les modes de duplexage » (p. 73) présente ensuite les modes de duplexage définis pour le

système LTE. La section « L'architecture de l'interface radio » (p. 78) décrit l'architecture de l'interface radio, qui organise le transfert des données selon une structure en couches ayant chacune un rôle précis. Les couches communiquent entre elles via des canaux, dont les caractéristiques sont adaptées au type des données véhiculées et à la façon dont elles sont transportées. Les différents types de canaux sont présentés à la section « Les canaux » (p. 85). Les sections « Structure de trame de l'interface radio » (p. 91) et « La dimension fréquentielle en LTE » (p. 94) décrivent respectivement la structure de trame de l'interface radio et sa dimension fréquentielle, puis la section « Les caractéristiques clés de la couche physique » (p. 96) présente succinctement les caractéristiques clés de la couche physique. Enfin, les sections « Introduction aux traitements d'émission et de réception » (p. 96) et « Synthèse fonctionnelle » (p. 97) fournissent une vue d'ensemble respectivement des traitements mis en œuvre en émission et réception pour la transmission de données, et des fonctions assurées par les protocoles spécifiés pour l'UE.

Rappels sur le canal radio

En communications, le *canal de transmission* représente toutes les transformations subies par le signal entre l'émetteur et le récepteur, de par sa propagation dans le milieu de transmission, ainsi que dans les équipements d'émission et de réception. Le canal de transmission détermine la manière dont les données doivent être mises en forme à l'émetteur afin de se propager dans de bonnes conditions dans le milieu, ainsi que les traitements à mettre en œuvre au récepteur afin de les détecter correctement. Le canal de transmission est donc d'une importance clé, car il détermine une grande partie de la conception d'un système de communication.

Mécanismes de propagation

Dans le cas des communications radio mobiles, le signal est porté par une onde électromagnétique qui se propage dans l'air. La puissance reçue au récepteur dépend de plusieurs effets.

- Les *pertes de propagation* (*path loss*, en anglais) traduisent l'atténuation du signal en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, et de l'environnement de propagation. Dans l'espace libre (c'est-à-dire lorsque l'onde ne rencontre aucun objet), les pertes de propagation varient comme le carré de la distance entre émetteur et récepteur. Des atténuations supplémentaires viennent s'ajouter du fait des obstacles dans le milieu, qui engendrent des réflexions, diffractions, diffusions et absorptions de l'onde. En particulier, la traversée de murs donne lieu à des pertes additionnelles dites *de pénétration*. Pour un environnement donné, les pertes de propagation ne dépendent que de la distance d entre émetteur et récepteur, typiquement selon une loi du type suivant, où A et B sont des constantes dépendant de l'environnement :

$$P(d) = A + B \cdot \log_{10}(d) \text{ (en dB) ;}$$

- L'*effet de masque* (ou *shadowing*) est une atténuation supplémentaire qui se produit lorsqu'un objet de grande taille (par exemple une tour) s'interpose entre l'émetteur et le récepteur. L'effet de masque varie donc en fonction des déplacements de l'UE, mais cette variation est lente si on la rapporte à la durée d'un intervalle de temps de transmission (qui dure une milliseconde en LTE).

- Les *évanouissements rapides* (*fast fading*) désignent des variations rapides de la puissance instantanée reçue, autour de la puissance moyenne. Ces variations proviennent du déplacement relatif de l'UE et des objets dans son environnement, comme nous le verrons plus loin. Les évanouissements profonds peuvent entraîner des pertes de puissance reçue de 35 dB en milieu urbain [Jakes, 1994]. Néanmoins, ces variations peuvent aussi augmenter la puissance reçue de quelques décibels. Pour un trajet de propagation dit distinguable (voir plus loin), deux évanouissements sont typiquement séparés d'une demi-longueur d'onde (soit 7,5 cm pour une fréquence porteuse de 2 GHz), d'où leur qualificatif de *rapides*. Ainsi, la puissance reçue peut varier de plusieurs décibels sur quelques millisecondes si la vitesse de l'UE est suffisante.

Contrairement aux évanouissements rapides, les pertes de propagation et l'effet de masque affectent la puissance moyenne du signal et sont relativement invariants sur une distance ou durée faible. La figure 3-2 résume l'effet de ces différents mécanismes sur la puissance de signal reçue. On voit que la puissance décroît régulièrement à mesure que l'UE s'éloigne de l'eNodeB, du fait des pertes de propagation (étapes 1 à 2, puis 4 à 5). La puissance chute ensuite brusquement lorsque le signal est masqué par la tour (étape 3), avant de remonter lorsque l'UE s'en dégage. Les variations de puissance instantanée dues aux évanouissements rapides sont également représentées sur un horizon bref. Elles affectent bien entendu le signal sur toute la durée du parcours de l'UE.

La figure 3-3 matérialise le chemin emprunté par le signal pour une position particulière de l'UE. Le signal est reçu via plusieurs trajets du canal, chaque trajet suivant un chemin particulier en fonction des réflexions, réfractions et diffusions sur les obstacles rencontrés par l'onde. La figure représente trois trajets principaux, dits *distinguishables* car ils peuvent être isolés les uns des autres par le récepteur. En réalité, les retards des trajets ne sont pas aussi bien marqués dans le temps, mais sont distribués autour de valeurs moyennes. Cependant, il est toujours possible de modéliser le canal comme un ensemble fini de trajets distinguables dans le domaine temporel après échantillonnage du signal [Proakis, 2000]. Chaque trajet distinguable est associé à un retard et/ou un angle d'arrivée moyen particulier, qui le différencie des autres dans le domaine temporel et/ou le domaine spatial, respectivement. En outre, chaque trajet distinguable est associé à une certaine puissance moyenne, qui dépend du chemin parcouru et des interactions que l'onde a subies avec l'environnement. À ce titre, les trajets correspondant à une vue directe entre l'émetteur et le récepteur, ou *Line of Sight* (LOS), sont reçus avec une puissance nettement supérieure à celle des trajets reçus via des réflexions, diffractions ou diffusions (dits *Non Line of Sight*, NLOS).

Chaque trajet distinguable est la somme d'un ensemble de *rayons* réfléchis, diffractés ou diffusés sur une même zone d'un obstacle donné. Notons que seuls les rayons extrêmes de chaque trajet sont représentés sur la figure 3-3. Chaque rayon possède un retard et un angle d'arrivée qui lui sont propres, proches de ceux du trajet distinguable mais avec lesquels la différence est trop faible pour pouvoir les séparer.

Les rayons sont à l'origine du phénomène d'évanouissements rapides, que nous décrivons à la section suivante, tandis que les retards différents des trajets distinguables créent les phénomènes d'*interférence entre symboles* et de *sélectivité en fréquence*, décrits à la section « Interférence entre symboles et sélectivité en fréquence » (p. 65). Enfin, la dimension angulaire des trajets fait l'objet de la section « Aspects spatiaux » (p. 66).

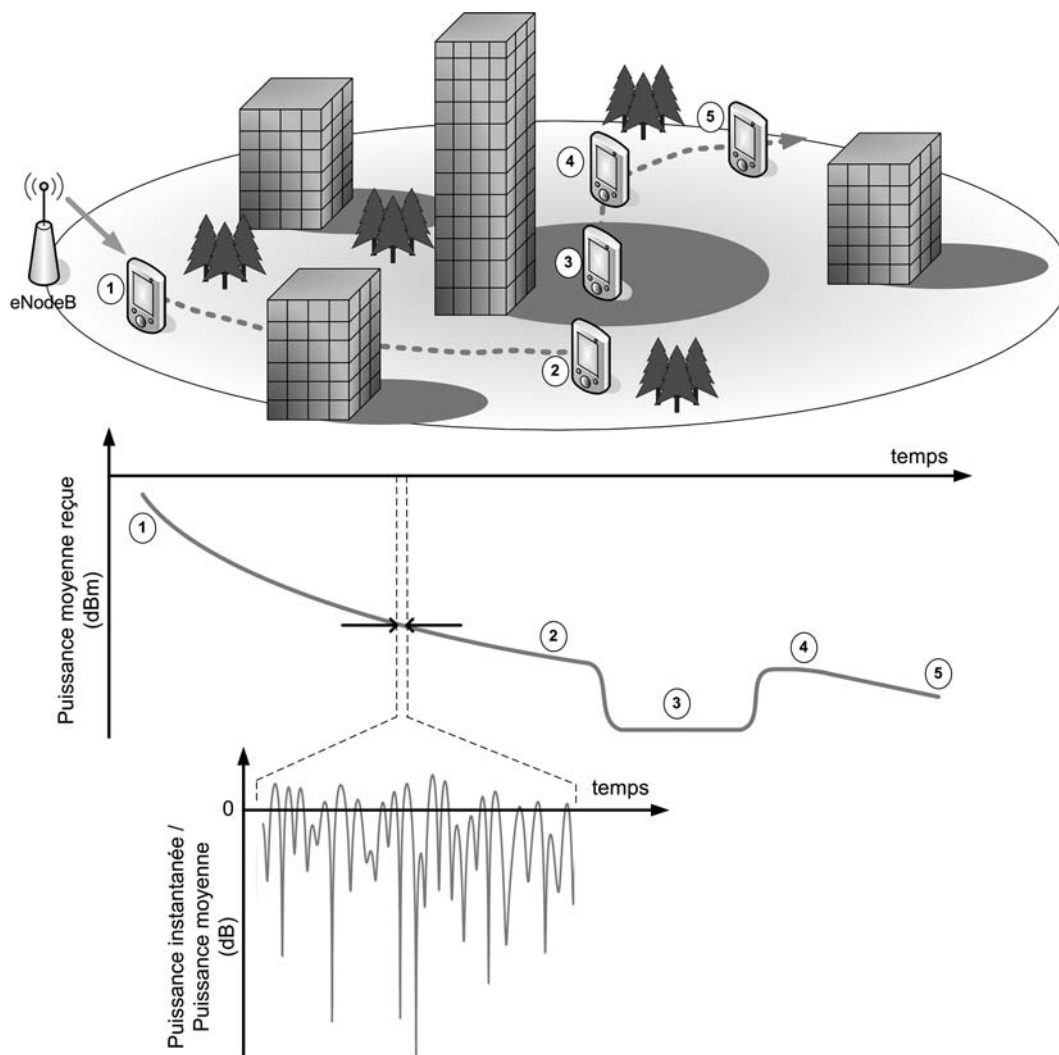


Figure 3-2
Évolution de la puissance reçue
en fonction du déplacement
dans l'environnement

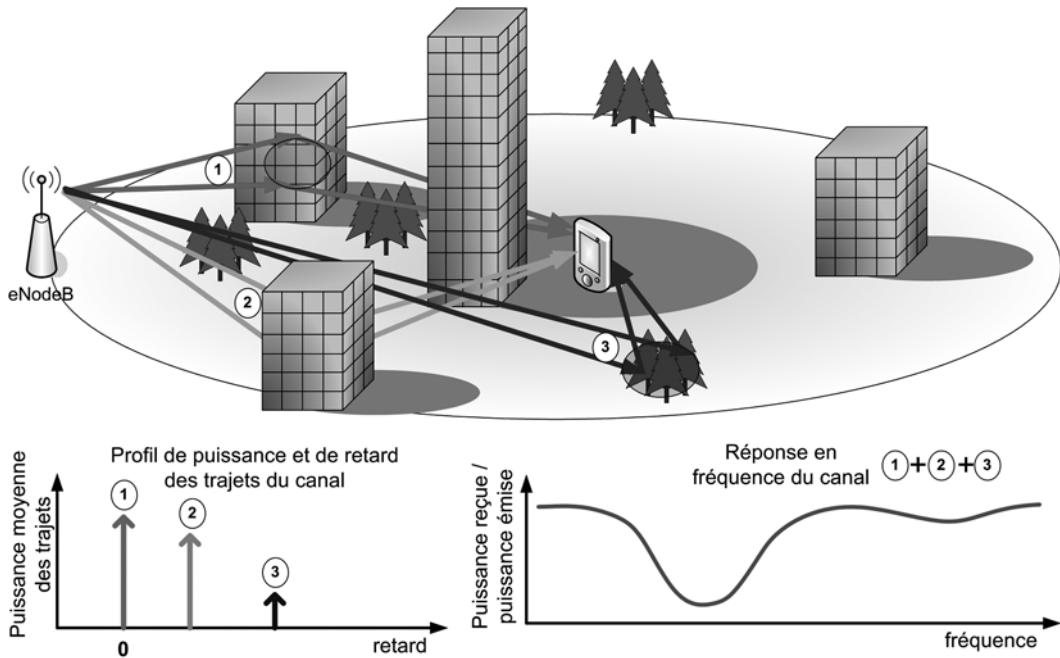


Figure 3-3

Trajets multiples et sélectivité en fréquence du canal

Évanouissements rapides et diversité

La différence de retard entre les rayons d'un trajet distinguable, aussi faible soit-elle, engendre une différence de phase entre les rayons au niveau d'une antenne de réception. À un instant donné, l'atténuation du signal sur un trajet distinguable dépend donc de la somme des phases des rayons qui le composent. Ces dernières peuvent s'additionner en phase pour donner des évanouissements constructifs, on parle alors de *combinaison cohérente*, ou en opposition de phase pour donner alors des évanouissements destructifs. La notion de combinaison cohérente est importante en communications numériques et est rappelée à la page suivante.

La phase de chaque rayon évolue à une vitesse spécifique, fonction de l'angle d'arrivée du rayon avec la direction de déplacement du récepteur suivant l'effet Doppler. Lorsque l'UE ou les objets dans son environnement se déplacent, la combinaison des phases varie rapidement pour donner le phénomène des évanouissements rapides, alternativement constructifs et destructifs. On peut ainsi voir l'UE comme se déplaçant dans un motif spatial d'évanouissements constructifs et destructifs. Puisque les phases et angles d'arrivée des rayons d'un trajet distinguable sont indépendants de celles d'un autre trajet, les évanouissements rapides affectant deux trajets distinguables sont indépendants. On définit le *temps de cohérence* du canal comme la durée pendant laquelle il reste sensiblement invariant.

Cette indépendance des trajets est exploitée pour réduire les effets négatifs des évanouissements rapides, via ce qu'on appelle la *diversité*. La diversité est un concept général en communications

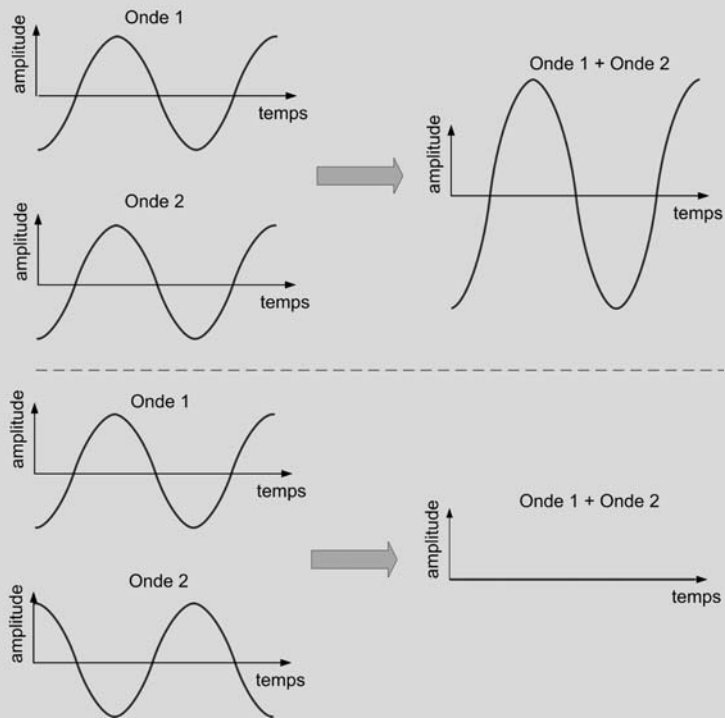
numériques, qui traduit le fait qu'un même bit d'information fait l'expérience de plusieurs réalisations indépendantes du canal au cours de sa transmission.

RAPPEL La notion de combinaison cohérente

Deux ondes de même fréquence sont combinées de manière cohérente si elles sont additionnées en phase. Prenons l'exemple de deux sinusoïdes de même amplitude comme sur la figure ci-dessous : les additionner en phase maximise la puissance du signal résultant, tandis que les additionner en opposition de phase annule le signal résultant.

Figure 3-4

Combinaison de deux sinusoïdes en phase (haut) et en opposition de phase (bas)



L'*ordre de diversité* désigne le nombre de réalisations indépendantes du canal. Plus cet ordre est élevé, plus la probabilité est faible que toutes les réalisations soient affectées par un évanouissement profond, ce qui augmente les chances d'avoir au moins une version du bit reçu qui permette de le détecter convenablement. Ainsi, l'augmentation de l'ordre de diversité améliore la robustesse de la transmission.

Dans le domaine temporel, la diversité s'obtient par la réception du signal via des trajets du canal affectés de manière indépendante par les évanouissements rapides, ou encore par des retransmissions. On distingue aussi la diversité spatiale, obtenue via plusieurs antennes (décorrélées) d'émission et/ou de réception. Enfin, la diversité en fréquence consiste à transmettre un bit d'information sur différentes parties de la bande de fréquence, par exemple via le codage de canal, afin de réduire les effets de la sélectivité en fréquence introduite à la section suivante.

Interférence entre symboles et sélectivité en fréquence

Dans le domaine temporel, les trajets distinguables sont reçus différemment atténués et retardés, ce qui crée un phénomène d'écho. Si les trajets sont de puissance similaire, et/ou s'ils sont en grand nombre, ils créent une interférence dommageable pour les performances de la transmission, appelée interférence entre symboles (IES). En effet, si des symboles de modulation sont émis sur le canal au rythme de un symbole toutes les T secondes, et si les retards des trajets sont non négligeables devant T , les symboles reçus sur un trajet seront interférés par ceux qui suivent ou qui précèdent, reçus via les autres trajets. En revanche, si la durée des symboles est grande devant le retard entre le premier trajet reçu et le dernier trajet d'énergie significative, l'IES sera quasi-inexistante. Cette différence de retards, aussi appelée *dispersion des retards* ou *delay spread*, caractérise la capacité du canal à provoquer de l'IES et donc sa difficulté pour des communications.

Le phénomène d'écho dans le domaine temporel se traduit dans le domaine fréquentiel par une *sélectivité en fréquence* : certaines fréquences du signal sont plus atténuées que d'autres, comme illustré sur la figure 3-3. La *bande de cohérence* est définie comme la largeur de bande sur laquelle la réponse en fréquence du canal peut être considérée comme constante.

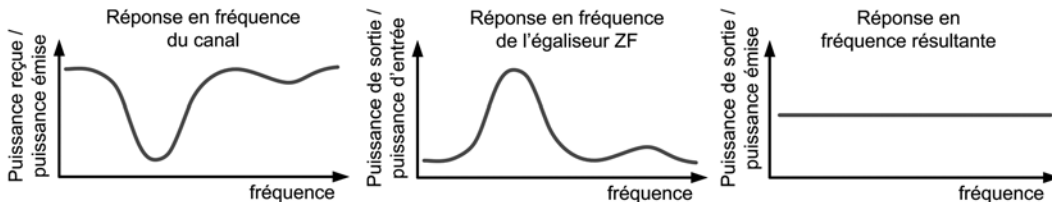


Figure 3-5
Principe de l'égaliseur ZF

L'IES et la sélectivité en fréquence introduisent ainsi une distorsion sur le signal reçu, qu'il est nécessaire de compenser afin de détecter correctement le signal émis. Cette correction est assurée par une fonction du récepteur appelée *égalisation*, car elle vise à restaurer un canal équivalent plat en fréquence, ou, de manière équivalente monotrajét dans le domaine temporel. En effet, un trajet unique ne modifie pas les propriétés spectrales du signal. Notons que l'égalisation assure également la compensation de la phase introduite par le canal lorsque l'information est portée par la phase absolue de la porteuse (on parle alors de *démodulation cohérente*). L'égalisation est typiquement mise en œuvre au moyen d'un filtre appelé *égaliseur*. Plus la dispersion des retards du canal est importante et plus le filtre devra avoir une réponse impulsionnelle longue, donc plus il sera complexe s'il est réalisé dans le domaine temporel. Dans le cas d'un canal sans bruit, l'égaliseur optimal selon le critère de la compensation de la sélectivité en fréquence inverse simplement la réponse en fréquence du canal comme illustré à la figure 3-5. On dit alors que l'égaliseur réalise un *forçage à zéro* de l'IES (*Zero Forcing*, abrégé en ZF), car dans le domaine temporel il supprime les échos du signal. En présence de bruit et/ou d'interférence, le forçage à zéro peut cependant conduire à amplifier significativement la puissance du bruit et de l'interférence, et à ainsi masquer les bénéfices de la compensation de la sélectivité en fréquence. On emploie donc généralement plutôt un critère de conception de l'égaliseur appelé la *minimisation de l'erreur quadratique moyenne* (*Minimum Mean*

Square Error, MMSE), qui réalise un compromis entre la compensation de la sélectivité en fréquence et l'augmentation de la puissance de bruit et d'interférence. Ces deux critères ZF et MMSE sont communs en communications numériques et leur cadre d'application dépasse celui de la compensation de la sélectivité en fréquence. Le lecteur pourra se reporter à [Joindot, Glavieux, 2007] pour plus de détails sur ces deux critères d'optimisation et sur l'égalisation en général.

Aspects spatiaux

Il existe un canal de transmission entre chaque antenne d'émission et chaque antenne de réception. De la même manière que deux oreilles permettent de distinguer la direction de provenance d'un son, les antennes multiples à l'émetteur et/ou au récepteur révèlent la dimension spatiale du canal.

Dans le domaine spatial, les angles de départ caractérisent la corrélation des canaux entre les antennes d'émission et une antenne de réception.

RAPPEL Notion de corrélation

La corrélation entre deux variables aléatoires traduit le degré de ressemblance moyenne entre ces variables. La corrélation entre deux canaux h_1 et h_2 s'exprime comme suit :

$$\text{Cor}(h_1, h_2) = E\{h_1 \cdot h_2^*\}$$

Où $E\{\}$ désigne l'espérance mathématique et l'exposant $*$ indique la conjugaison complexe. Si on modélise h_1 et h_2 comme des variables aléatoires de moyenne nulle et de variance unité, une corrélation unité signifie que ces deux canaux sont identiques, tandis qu'une corrélation nulle signifie qu'ils sont complètement indépendants ; entre ces deux extrêmes, deux canaux peuvent être plus ou moins corrélés. En pratique, on peut mesurer la corrélation par la moyenne temporelle du produit $h_1 \cdot h_2^*$.

De même, les angles d'arrivée caractérisent la corrélation des canaux entre une antenne d'émission et plusieurs antennes de réception. Cette corrélation entre canaux, généralement simplement appelée *corrélation entre antennes*, augmente avec l'écart entre les angles extrêmes, aussi appelé *dispersion angulaire (angle spread)*. Cela s'explique en regardant la figure 3-6 (a). Le rayon 1 arrive sur le réseau d'antennes avec un angle θ_1 faible par rapport à l'axe de symétrie du réseau, tandis que le rayon 2 arrive avec un angle θ_2 bien plus élevé. La distance δ_2 de chemin à parcourir par le rayon 2 entre les deux antennes est alors bien plus importante que pour le rayon 1, ce qui se traduit par un écart de phase entre les signaux reçus par chaque antenne également plus important pour le rayon 2. Un trajet distinguable est formé d'un ensemble de rayons. Plus la dispersion angulaire de ces rayons est importante et plus la somme de leurs phases respectives conduira à des évanouissements différents entre les antennes pour ce trajet.

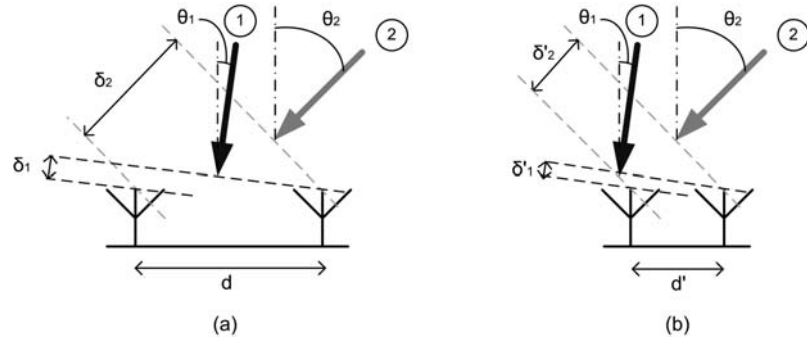
En contraste, lorsque l'UE est en vue directe de l'eNodeB, un seul trajet du canal domine largement tous les autres en termes de puissance. Ce trajet est reçu via des angles de départ et d'arrivée uniques, conduisant à des antennes fortement corrélées.

Outre l'environnement de propagation, la corrélation des antennes dépend des antennes elles-mêmes, tout d'abord via leur espacement. Reprenons la figure 3-6 et observons la différence entre

les cas (a) et (b). On voit que plus les antennes sont espacées et plus la différence de chemin des rayons entre les antennes est importante. La somme de plusieurs rayons incidents avec des angles donnés conduit ainsi à des évanouissements d'autant plus différents que les antennes sont espacées. En d'autres termes, plus des antennes sont espacées et moins elles sont corrélées.

Figure 3-6

Influence de l'angle d'arrivée et de la distance entre antennes sur la différence de chemin parcouru entre deux antennes



L'autre facteur influençant la corrélation des antennes est leur *polarisation*. La polarisation caractérise la trajectoire de l'extrémité du vecteur de champ électrique lors du déplacement de l'onde [Balanis, 2005]. Une antenne peut être conçue de façon à produire et/ou recevoir une onde selon une polarisation déterminée. On considère généralement deux grands types d'antennes pour les réseaux mobiles : les antennes de même polarisation (rectiligne), dites *copolarisées*, et les antennes de polarisations orthogonales, dites à *polarisation croisée* (*cross-polarized*). La figure suivante illustre ces deux grands types, pour 2 et 4 antennes.

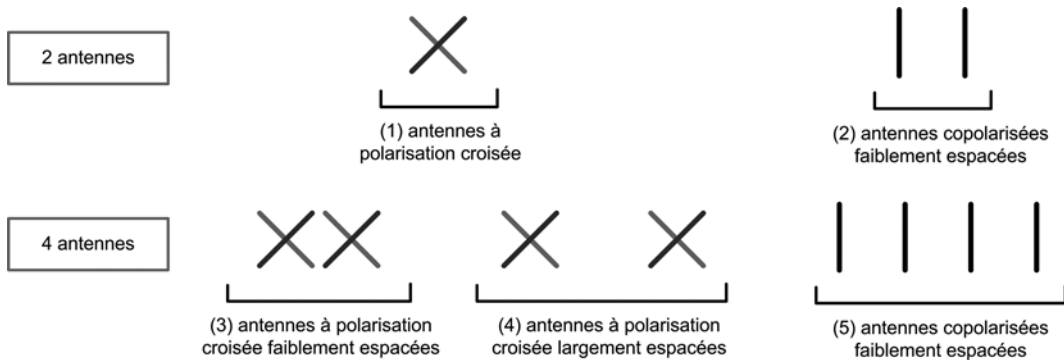


Figure 3-7

Configurations d'antennes typiques pour les réseaux mobiles, pour 2 et 4 antennes

Tout ce que nous avons dit jusqu'à présent sur le caractère spatial de la transmission s'applique à des antennes copolarisées. En effet, la polarisation ajoute une nouvelle dimension à la propagation.

Des antennes à polarisation croisée permettent en théorie d'émettre des signaux indépendants sur chaque polarisation et de les recevoir sans interférence mutuelle, à condition que le récepteur utilise également

des antennes à polarisation croisée. En réalité, les interactions avec les obstacles introduisent une dépolarisation des ondes, de sorte qu'une antenne de réception polarisée selon une direction donnée recevra une contribution du signal émis par une antenne d'émission polarisée orthogonalement [Oestges, Clerckx, 2007]. Néanmoins, les polarisations horizontale et verticale sont affectées très différemment par les obstacles rencontrés lors de leur propagation, ce qui conduit à des évanouissements très différents selon la polarisation. Les antennes à polarisation croisée sont ainsi typiquement faiblement corrélées.

Les antennes à polarisation croisée constituent une configuration de choix pour les opérateurs, car elles offrent une faible corrélation tout en autorisant des formes de radôme compactes. En effet, les antennes à polarisation croisée occupent une largeur environ deux fois moindre que des antennes copolarisées de même nombre d'éléments. Cette caractéristique est avantageuse, car des antennes plus étroites offrent moins de prise au vent et sont moins visibles dans l'environnement. Lorsque plus de deux antennes à polarisation croisée sont déployées, les paires d'éléments de même polarisation peuvent être plus ou moins espacés. Considérons, par exemple, la configuration (3) de la figure précédente : elle comporte deux paires d'éléments copolarisés, corrélés car rapprochés, ces deux paires étant décorrélées car de polarisations différentes.

La corrélation entre antennes est un paramètre important des systèmes possédant plusieurs antennes en émission et plusieurs antennes en réception, ou MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). En effet, elle conditionne la diversité spatiale pouvant être récupérée par les antennes multiples, ainsi que le nombre de flux indépendants transmissibles sur les mêmes ressources temporelles et fréquentielles. Ce dernier mécanisme est appelé le *multiplexage spatial* et nous verrons au chapitre 5 qu'il est largement exploité en LTE. Attardons-nous un peu sur les ressorts physiques de ce mécanisme. Nous venons de voir que dans le cas des antennes à polarisation croisée, deux flux indépendants seront, dans un cas idéal, transmis chacun sur une polarisation orthogonale et reçus sans interférence mutuelle. Dans le cas des antennes copolarisées, le multiplexage spatial peut se comprendre de manière intuitive d'après la figure de la section « Mécanismes de propagation » (p. 60) montrant les trajets. Plus les angles de départ et d'arrivée sont dispersés, plus les trajets distinguables du canal ont de chances de passer par des chemins différents, associés à des obstacles différents, comme c'est le cas sur la figure. Si l'émetteur et le récepteur sont capables d'orienter la transmission et la réception pour sélectionner chaque trajet individuellement, on comprend qu'il soit possible de transmettre plusieurs flux d'information indépendants sur les mêmes ressources temps-fréquence, chaque flux étant porté par un trajet. Nous aborderons le multiplexage spatial sous l'angle mathématique au chapitre 5 et montrerons que le paramètre déterminant pour sa mise en œuvre est la corrélation des antennes.

Interférence, qualité de canal et débit

Nous avons vu jusqu'ici les mécanismes de propagation affectant la puissance de signal utile reçu ainsi que son éventuelle distorsion. Au sens le plus général, le canal intègre également les perturbations externes affectant la transmission : l'interférence et le bruit thermique. Le bruit thermique est provoqué par les équipements électroniques du récepteur, tandis que l'interférence est créée par d'autres transmissions radio que celle attendue par le récepteur.

La qualité du signal reçu, aussi appelée la *qualité du canal*, est caractérisée par le *rapport signal sur interférence et bruit* (*Signal to Interference and Noise Ratio*, SINR), défini comme suit :

$$SINR = \frac{\text{Puissance du signal utile}}{\text{Puissance de l'interférence} + \text{Puissance du bruit}}$$

Dans cette équation, les différentes puissances mises en jeu sont mesurées au niveau symbole, en sortie des divers traitements de réduction d'interférence du récepteur (notamment de l'égaliseur), mais avant le décodage de canal.

Le débit pouvant être offert à un UE dépend directement de son SINR. Sous l'hypothèse d'un canal fixe et d'une interférence gaussienne, le débit maximal pouvant être atteint pour un SINR donné est donné par la formule de Shannon, où B est la largeur de bande de la transmission (en Hz) :

$$C(SINR, B) = B \cdot \log_2(1 + SINR) \quad (\text{en bit/s})$$

Ce débit maximal est appelé la *capacité du canal*. La formule précédente est relative à la transmission d'un seul bloc de données. Il existe d'autres formules plus détaillées donnant la capacité du canal pour des scénarios de transmission particuliers, notamment MIMO où plusieurs blocs de données sont transmis sur les mêmes ressources. On pourra trouver ces formules par exemple dans [Tse, Viswanath, 2005]. Dans la pratique, le débit de la transmission est adapté en réglant le type de modulation et de codage de manière à s'approcher au plus près de la capacité du canal, avec une certaine probabilité d'erreur sur le paquet transmis. La formule de Shannon, si elle reste théorique, donne néanmoins les grandes tendances de l'évolution du débit en fonction du SINR.

Il existe plusieurs types d'interférence :

- l'interférence *entre symboles*, que nous avons déjà présentée ; en LTE, cette interférence n'est présente que dans la voie montante en raison de l'utilisation de l'OFDM sur la voie descendante, comme nous le verrons par la suite ;
- l'interférence *entre couches spatiales*, créée par une transmission MIMO mono-utilisateur, ce qui consiste à transmettre plusieurs flux d'information (ou couches spatiales) indépendants vers un même UE, sur les mêmes ressources temps-fréquence ;
- l'interférence *intracellulaire*, créée par la transmission d'autres UE dans la cellule ; en LTE, la seule source d'interférence intracellulaire est la transmission MIMO multi-utilisateurs, où plusieurs UE sont servis sur les mêmes ressources temps-fréquence en étant séparés dans l'espace ;
- l'interférence *de canal adjacent*, créée par une transmission sur une fréquence adjacente à celle de la porteuse assignée à l'UE ;
- l'interférence *intercellulaire*, créée par les cellules voisines.

Les interférences liées au MIMO et l'interférence de canal adjacent seront détaillées respectivement au chapitre 5 et à la section « Le mode FDD » (p. 74) du présent chapitre. Dans ce qui suit, nous nous attardons sur l'interférence intercellulaire, car elle joue un rôle clé dans la répartition géographique du débit sur la cellule.

Dans un réseau cellulaire, la cellule dans laquelle opère un UE est environnée de cellules voisines, qui typiquement réutilisent les mêmes ressources temps-fréquence pour la communication avec les UE qu'elles servent. Ce faisant, les cellules voisines génèrent une interférence qui affecte significativement les performances de la communication. Du fait de la géométrie d'un réseau cellulaire, un

UE qui s'éloigne de son eNodeB serveur pour s'approcher de la bordure de cellule est soumis à deux mécanismes affectant sa qualité de canal.

- La puissance de signal utile reçue de l'eNodeB serveur diminue en raison des pertes de propagation.
- La puissance d'interférence intercellulaire augmente, puisque l'UE se rapproche des stations de base interférentes.

Cette observation conduit à une caractéristique fondamentale des réseaux cellulaires : à allocation de ressources égales, un UE en bordure de cellule reçoit moins de débit qu'un UE proche de l'eNodeB. Il est possible de réduire cette inégalité en allouant plus de ressources aux UE en bordure de cellule. Néanmoins, l'amélioration de l'équité entre UE s'effectue alors au détriment de la capacité de la cellule, puisque les ressources supplémentaires allouées aux UE en bordure de cellule fourniraient plus de débit si elles étaient allouées à des UE en meilleures conditions radio. L'allocation de ressources doit donc réaliser un compromis entre la capacité de la cellule et le débit des UE en bordure de cellule. En règle générale, ces derniers reçoivent ainsi moins de débit que les UE proches de l'eNodeB. On notera qu'il n'est pas nécessaire de se trouver en bordure de cellule pour expérimenter de mauvaises conditions radio, par exemple à cause de l'effet de masque ou des pertes de pénétration.

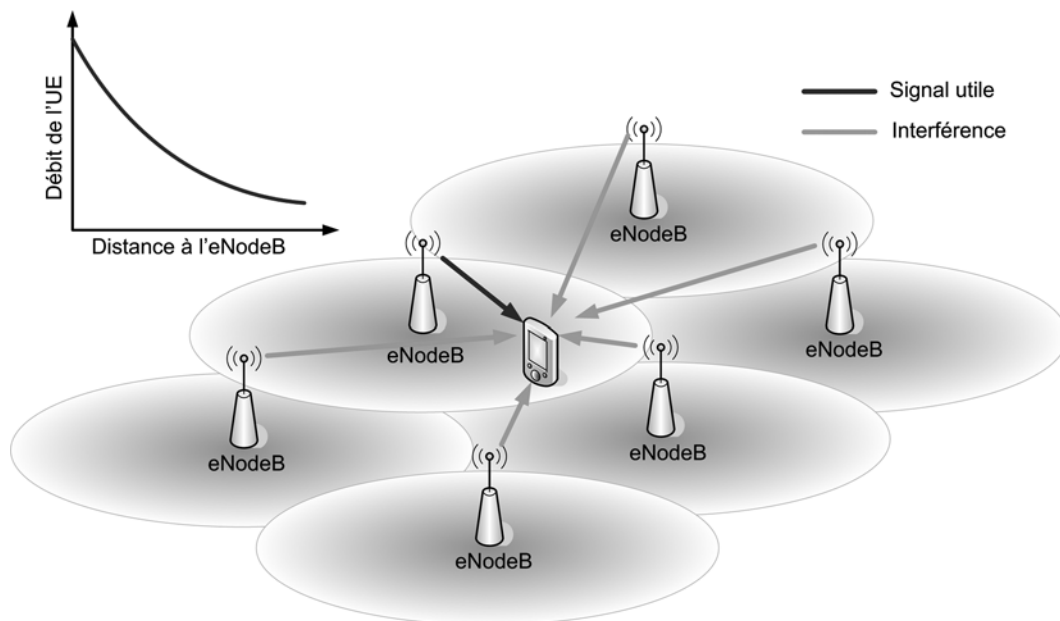


Figure 3-8

Influence de la position de l'UE dans la cellule sur son débit

Représentation mathématique du signal

On peut représenter l'effet du canal sur le signal transmis comme un filtrage par un filtre linéaire, dont les coefficients complexes capturent l'atténuation et le déphasage de chaque trajet distinguable. Ce canal, vu du récepteur en bande de base, ne se limite pas aux effets de la propagation, mais prend en compte également les effets sur le signal apportés par les différents équipements radiofréquence (filtres, etc.) des chaînes d'émission et de réception.

Pour les besoins de l'exposé, nous anticipons un peu sur le contenu du chapitre 6. Nous y verrons que la transmission en voie descendante s'effectue en LTE sur un ensemble de fréquences élémentaires orthogonales appelées *sous-porteuses*, un symbole de modulation étant transmis par sous-porteuse à un instant donné. Ce schéma de transmission est appelé OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Le signal temporel résultant de la modulation simultanée d'un bloc de symboles sur les différentes sous-porteuses du système est appelé un *symbole OFDM*. L'OFDM rend le canal plat en fréquence sur chaque sous-porteuse, de sorte qu'il est suffisant de représenter le canal entre une antenne d'émission et une antenne de réception par un seul coefficient complexe dans le domaine fréquentiel. Ce coefficient varie au cours du temps en fonction des déplacements de l'UE, mais peut être considéré comme constant sur l'intervalle de temps correspondant à la transmission d'un symbole OFDM.

Considérons un système OFDM à une antenne d'émission et une antenne de réception. Après filtrage de réception et échantillonnage, on peut exprimer un échantillon en bande de base de signal reçu sur une sous-porteuse donnée d'un symbole OFDM donné par :

$$r = \sqrt{P} h a + z$$

Dans cette expression, r est l'échantillon de signal reçu, a est le symbole de modulation émis (supposé de variance unité), P est la puissance moyenne du signal émis, z est un échantillon d'interférence et de bruit thermique, et h est le coefficient de canal, toutes ces grandeurs étant des scalaires complexes relatifs à la sous-porteuse considérée. Rappelons que h intègre non seulement les effets de la propagation, mais aussi ceux des traitements radiofréquence d'émission et de réception.

Dans le cas du MIMO, on représente les coefficients du canal sous la forme d'une matrice, dont chaque colonne porte les coefficients des canaux entre les antennes de réception et une antenne d'émission donnée. En définissant h_{nm} comme le coefficient complexe du canal entre l'antenne d'émission n et l'antenne de réception m à un instant donné, la matrice du canal pour 2 antennes d'émission et 2 antennes de réception est de la forme :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix}$$

Cette matrice peut encore s'écrire comme :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2], \text{ avec } \mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{12} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} h_{21} \\ h_{22} \end{bmatrix}$$

Notons $\mathbf{a} = [a_1 \ a_2]^T$ le vecteur des symboles de modulation émis sur l'antenne 1 et l'antenne 2, respectivement, où l'exposant T note l'opération de transposition. Le signal reçu sur une sous-porteuse s'écrit alors sous la forme matricielle suivante, où \mathbf{r} et \mathbf{z} sont des vecteurs complexes de dimension 2×1 , contenant respectivement les échantillons de signal reçu et d'interférence sur chaque antenne de réception, et P est la puissance émise par antenne :

$$\begin{aligned}\mathbf{r} &= \sqrt{P} \mathbf{H} \mathbf{a} + \mathbf{z} \\ &= \sqrt{P} (\mathbf{h}_1 a_1 + \mathbf{h}_2 a_2) + \mathbf{z}\end{aligned}$$

Nous verrons au chapitre 5 que le signal émis sur chaque antenne d'émission en MIMO n'est pas nécessairement un symbole de modulation, mais peut être une version précodée d'un symbole ou plusieurs (jusqu'à deux symboles pour deux antennes d'émission et deux antennes de réception, pour une transmission vers un UE donné). Le précodage est utilisé pour donner certaines propriétés spatiales au signal émis et a pour effet de transmettre chaque symbole de l'ensemble des antennes d'émission. Toutefois, il est souvent possible de se ramener à l'expression ci-dessus en définissant \mathbf{h} comme un canal équivalent, résultant de la combinaison du canal de propagation et du précodage appliqué à un symbole particulier. De même, il n'est pas obligatoire de transmettre plusieurs symboles de modulation sur les mêmes ressources temps-fréquence. Le modèle précédent s'applique toujours dans ce cas, en mettant à zéro le symbole non transmis.

Il est également utile d'introduire la notion de matrice de corrélation du signal reçu, qui est notamment utilisée pour la mise en œuvre de certains traitements de réception. La matrice de corrélation du signal reçu est définie comme suit :

$$\mathbf{R} = E \left\{ \mathbf{r} \mathbf{r}^H \right\}$$

$E \{ \}$ désigne l'espérance mathématique et l'exposant H l'opération de transposition et conjugaison complexe. Sous l'hypothèse que le canal est déterministe et que les symboles de modulation sont indépendants, on montre que la matrice \mathbf{R} s'exprime de la façon suivante, où $P^{(i)}$ et $\mathbf{H}^{(i)}$ désignent respectivement la puissance par antenne et la matrice du canal de l'interfèreurs i et σ_N^2 note la puissance du bruit thermique :

$$\begin{aligned}\mathbf{R} &= P \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sum_i P^{(i)} \mathbf{H}^{(i)} \mathbf{H}^{(i)H} + \sigma_N^2 \\ &= P \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H + P \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H + \sum_i P^{(i)} \mathbf{H}^{(i)} \mathbf{H}^{(i)H} + \sigma_N^2\end{aligned}$$

La matrice de corrélation du signal reçu peut en pratique s'estimer par une moyenne temporelle et/ou sur plusieurs sous-porteuses de la grandeur $\mathbf{r} \mathbf{r}^H$, à condition que le canal varie peu sur l'horizon considéré.

La voie montante du LTE utilise un schéma de transmission dérivé de l'OFDM, appelé *SC-FDMA*, où une sous-porteuse ne porte plus un symbole de modulation, mais une combinaison linéaire des symboles de modulation du bloc transmis. En redéfinissant a_k ($k = 1, 2$) comme cette combinaison linéaire, le modèle précédent reste valide pour une sous-porteuse en SC-FDMA.

L'OFDM et le SC-FDMA seront décrits en détail au chapitre 6.

Les modes de duplexage

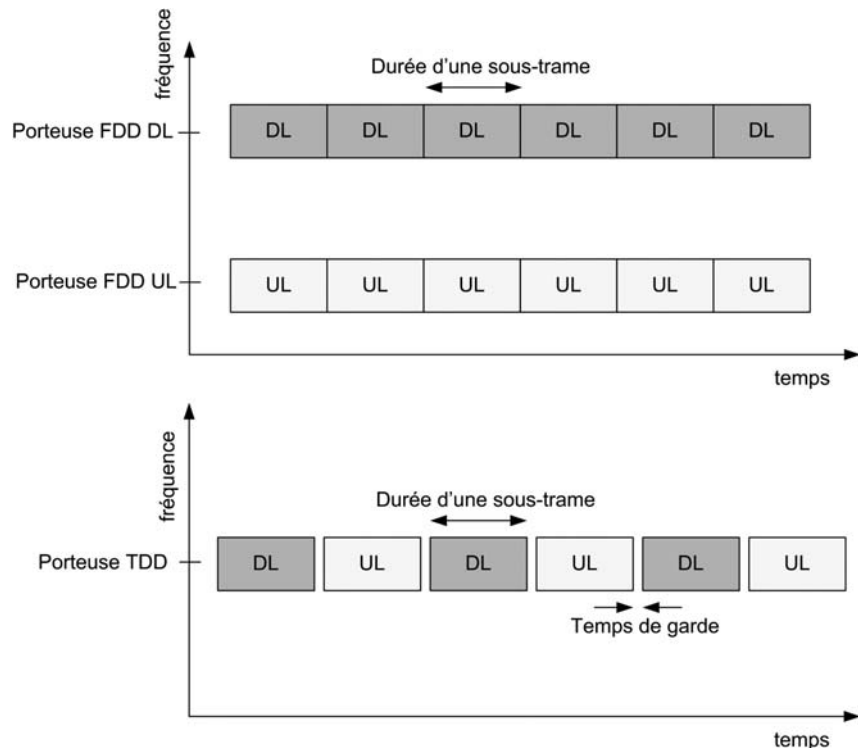
Le duplexage définit la manière dont sont séparées les transmissions sur la *voie descendante* et sur la *voie montante*. La voie descendante, aussi appelée *DownLink* (DL), correspond à la transmission de la station de base vers l'UE. La voie montante, aussi appelée *UpLink* (UL), correspond à la transmission de l'UE vers la station de base. Il existe deux principaux modes de duplexage, tous deux gérés par l'interface radio du LTE :

- le duplexage en fréquence ou *Frequency Division Duplex* (FDD) ;
- le duplexage en temps ou *Time Division Duplex* (TDD).

En mode FDD, les voies montante et descendante opèrent sur deux fréquences porteuses séparées par une bande de garde. En mode TDD, les voies montante et descendante utilisent la même fréquence porteuse, le partage s'effectuant dans le domaine temporel, comme illustré sur la figure suivante. Certains intervalles de temps de transmission sont réservés à la voie montante, tandis que les autres sont réservés à la voie descendante. Un temps de garde est nécessaire aux changements de direction de transmission, notamment pour laisser aux équipements le temps de basculer d'émission à réception. En LTE, l'intervalle de temps élémentaire pouvant être dédié à l'un des sens de transmission est appelé la *sous-trame* (voir la section « Structure de trame de l'interface radio », p. 91).

Figure 3-9

Répartition des voies montante et descendante en temps et fréquence pour les modes de duplexage TDD et FDD



Le choix du mode de duplexage dépend principalement de la disponibilité du spectre : le FDD requiert deux bandes de spectre appariées, séparées par une bande de garde de taille suffisante pour éviter les interférences. En revanche, le TDD permet de déployer un système de communication dans une bande isolée. En Europe, le FDD est le mode le plus couramment retenu pour l'UMTS, bien que des bandes TDD soient également disponibles. Ce choix est justifié par la présence des bandes appariées nécessaires, ainsi que par la facilité de mise en œuvre du FDD vis-à-vis des interférences, comme l'expliquent les deux sections suivantes. On notera cependant que le mode TDD est très utilisé par un opérateur en Chine, ce qui, en raison de la taille du marché correspondant, donne au mode TDD une importance industrielle significative. Les sections « Le mode FDD » (ci-dessous) et « Le mode TDD » (p. 75) décrivent les caractéristiques de ces modes, tandis que la section « Les modes FDD et TDD du LTE » (p. 77) présente brièvement leur mise en œuvre au sein du système LTE.

Le mode FDD

En mode FDD, les voies montante et descendante opèrent sur deux fréquences porteuses séparées. Cette séparation confère à ce mode une grande immunité vis-à-vis des interférences et simplifie ainsi le déploiement du réseau. Au contraire, nous verrons que le mode TDD requiert des précautions particulières dans ce domaine.

En contrepartie, une bande de garde est nécessaire entre les porteuses dédiées aux voies montante et descendante afin d'éviter l'interférence de canal adjacent de la bande d'émission sur la bande de réception (voir ci-après), pour laquelle la puissance des signaux reçus est généralement très faible. De plus, un duplexeur est requis au sein du terminal ainsi qu'à la station de base, afin d'isoler la partie du modem dédiée à l'émission de celle dédiée à la réception, puisque toutes deux partagent les mêmes antennes.

On notera que la bande dédiée à la voie montante est généralement la bande basse, tandis que celle dédiée à la voie descendante est généralement la bande haute. En effet, l'atténuation des ondes électromagnétiques en espace libre croît avec la fréquence. Par conséquent, un UE transmettant sur une fréquence basse requiert moins de puissance d'émission pour être reçu à la station de base avec un niveau de puissance donné qu'un UE d'un même système transmettant sur une fréquence plus haute. L'énergie étant une ressource rare pour l'UE et moins critique pour la station de base, il est logique d'allouer la fréquence basse à la voie montante et la fréquence haute à la voie descendante. Dans certains cas cependant, des contraintes de coexistence avec d'autres systèmes radio peuvent forcer la voie montante à opérer sur la bande haute et la voie descendante à opérer sur la bande basse.

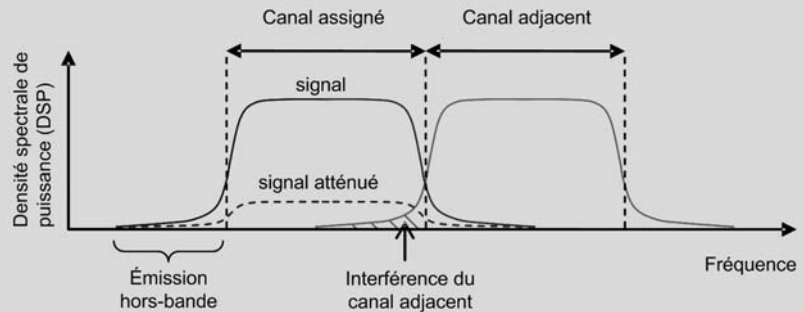
En outre, la séparation des voies montante et descendante en fréquence permet aux UE et stations de base d'émettre et de recevoir simultanément en FDD. Cette caractéristique aide à tirer le meilleur parti des mécanismes qui exploitent un échange rapide d'informations de contrôle entre émetteur et récepteur. Citons par exemple l'allocation de ressources dynamique, qui se base sur la qualité instantanée du canal mesurée par le récepteur (l'UE en voie descendante). En effet, en TDD, l'envoi d'informations dans une direction donnée ne peut s'effectuer que sur certaines sous-trames, ce qui peut augmenter leur délai de mise à disposition.

Il existe une variante du mode FDD, appelée *FDD half-duplex*. Dans ce mode, les UE ne peuvent émettre et recevoir simultanément. Une manière simple de mettre en œuvre le mode FDD half-duplex

RAPPEL L'interférence de canal adjacent

En communications radio, le signal transmis est assigné à occuper une largeur de bande donnée, appelée *canal*. Toutes les émissions hors de ce canal sont appelées émissions *hors-bande*. Ces dernières doivent être limitées car elles créent des interférences sur les canaux adjacents. Or, en pratique, il est impossible de réaliser des filtres ayant une fonction de transfert éliminant parfaitement les émissions hors-bande. Le niveau maximal des émissions hors-bande est donc fixé par les normes des systèmes de communication sans fil, en valeur relative par rapport à la puissance émise sur la bande du canal. Toutefois, si la puissance reçue sur le canal adjacent est très supérieure à celle reçue sur le canal assigné, la puissance hors-bande du canal adjacent peut affecter sévèrement la réception du signal utile. C'est ce qu'on appelle *l'interférence de canal adjacent*. Ce cas de figure est illustré à la figure suivante. Il apparaît lorsque l'émetteur sur le canal assigné est bien plus éloigné du récepteur que l'interfère sur le canal adjacent. Le signal utile est alors fortement atténué par les pertes de propagation et de même ordre de grandeur que le signal interférent.

Figure 3-10
Illustration de
l'interférence de
canal adjacent



est de diviser les UE en deux groupes, chaque groupe émettant lorsque les UE du deuxième groupe reçoivent, et inversement. Ce mode fait l'économie du duplexeur et réduit ainsi le coût des terminaux. On notera que la station de base, elle, émet et reçoit toujours simultanément, de sorte que la perte d'efficacité spectrale au niveau système est limitée. Cette perte n'est cependant pas complètement nulle, notamment en raison des restrictions imposées au scheduler pour servir un UE particulier. Le mode FDD half-duplex n'a pas été utilisé jusqu'à présent pour les systèmes radio mobiles, vraisemblablement en raison de la complexité d'implémentation à la station de base d'un scheduler adapté, et de la réduction du débit maximal qu'il entraîne pour les UE.

Le mode TDD

En mode TDD, les voies montante et descendante utilisent la même fréquence porteuse, le partage entre les deux directions s'effectuant dans le domaine temporel. Le TDD offre plusieurs avantages : tout d'abord, le partitionnement du temps en sous-trames montantes et sous-trames descendantes permet d'optimiser le système pour une éventuelle asymétrie du trafic entre les deux voies. Concrètement, le volume de trafic en voie descendante est généralement plus important qu'en voie montante. L'opérateur peut alors configurer un plus grand nombre de sous-trames descendantes que de sous-trames montantes.

Par ailleurs, l'utilisation de la même bande pour les voies montante et descendante offre l'avantage que le canal de propagation entre la station de base et l'UE est identique sur les deux voies. La station de base peut ainsi acquérir la connaissance du canal vu par l'UE sans que ce dernier ait à lui transmettre cette information. Cette propriété, appelée *réciprocité du canal*, est particulièrement utile pour mettre en œuvre des traitements de précodage à l'émission en transmission MIMO. Toutefois, cette propriété ne s'applique qu'au canal de propagation. Or, la connaissance du canal nécessaire à l'émetteur doit également prendre en compte l'effet des équipements radiofréquence (filtres, amplificateurs, câbles) et des antennes sur la phase et l'amplitude du signal. Ces équipements sont généralement sensiblement différents sur les chaînes d'émission et de réception d'un équipement donné, ce qui altère la réciprocité du canal de transmission complet. En pratique, une procédure dite de *calibration* doit donc être mise en œuvre à l'émetteur (et dans certains cas au récepteur également) afin de compenser les différences potentielles entre les chaînes d'émission et de réception [Huawei, 2009].

Enfin, l'utilisation de la même bande de fréquences permet de mutualiser une partie des composants radiofréquence entre la voie montante et la voie descendante ; de plus aucun duplexeur n'est nécessaire, ce qui conduit à des terminaux moins coûteux qu'en FDD.

Cependant, la dépendance temporelle du mode TDD impose des contraintes au système. Tout d'abord, toutes les stations de base d'une même zone géographique doivent être synchronisées en temps, ce qui n'est pas le cas pour le mode FDD qui requiert simplement une synchronisation en fréquence. La synchronisation en fréquence peut être fournie assez simplement par le lien de transmission qui connecte la station de base au contrôleur de stations de base (en GSM ou UMTS) ou au réseau cœur (en LTE). La synchronisation en temps est plus complexe à fournir par ce lien de transmission. Aussi, la solution la plus communément utilisée pour fournir une synchronisation en temps à une station de base est le déploiement d'un récepteur GPS connecté directement à la station de base.

Les stations de base doivent en outre mettre en œuvre la même configuration d'asymétrie entre voie montante et voie descendante, ce qui limite la flexibilité de reconfiguration de cette asymétrie. En effet, si deux équipements (station de base ou UE) proches se trouvaient dans des phases de communication différentes, l'émetteur brouillerait complètement le signal utile du récepteur. La figure suivante illustre ce cas de figure. Le récepteur de l'UE1 reçoit un signal utile émis par l'eNodeB1, affaibli en raison de leur éloignement. L'UE2 est lui aussi éloigné de sa station de base servante, l'eNodeB2, et émet donc une forte puissance pour compenser les pertes de propagation. Ce faisant, l'UE2 brouille la réception de l'UE1, puisque tous deux sont proches et communiquent simultanément sur la même fréquence porteuse.

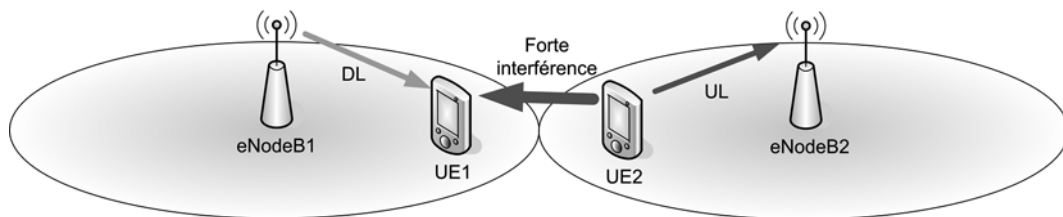


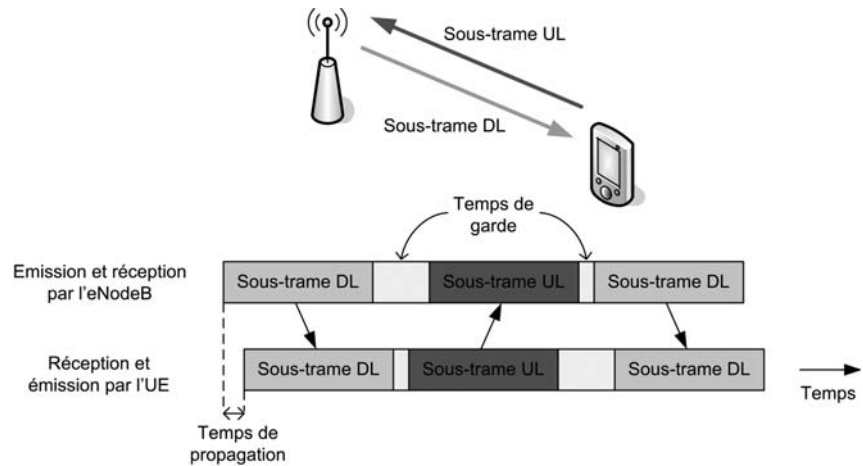
Figure 3-11

Cas d'interférence en mode TDD

En règle générale, le risque d'interférence de canal adjacent impose d'utiliser des bandes de garde entre une bande TDD et les bandes proches (TDD ou FDD) utilisées par d'autres systèmes ou appartenant à d'autres opérateurs dans la même zone géographique. Lorsque deux opérateurs TDD sont présents dans une même zone géographique sans bande de garde suffisante, il est nécessaire de synchroniser les réseaux en temps et d'aligner la configuration des sous-trames montantes et descendantes afin que les deux réseaux soient continuellement dans la même phase de communication.

Enfin, l'alternance entre voie descendante et voie montante implique d'établir un temps de garde entre une sous-trame descendante et une sous-trame montante. D'une part, les équipements ont besoin d'un certain temps afin de basculer entre émission et réception. D'autre part, le temps de propagation entre la station de base et un UE en bordure de cellule, puis entre cet UE et la station de base, rend impossible la réception par la station de base d'une sous-trame montante immédiatement après l'émission d'une sous-trame descendante. Cet effet, illustré sur la figure suivante, est d'autant plus accentué que la cellule est grande. Un temps de garde est également nécessaire à l'eNodeB pour la transition entre la réception d'une sous-trame montante et la transmission d'une sous-trame descendante, pour la bascule des équipements. Le temps de garde représente une perte d'efficacité pour le système, puisqu'aucune transmission ne peut intervenir durant cet intervalle. Afin de limiter cette perte, il est nécessaire de limiter le nombre de basculements entre voie descendante et voie montante.

Figure 3-12
Nécessité d'un temps de garde
en mode TDD



Les modes FDD et TDD du LTE

L'interface radio du LTE comprend les modes FDD et TDD, ainsi que le mode FDD half-duplex. La gestion des modes FDD et TDD a été décidée afin de garantir une interface radio universelle, déployable quelle que soit la disponibilité du spectre et permettant ainsi une itinérance (*roaming*) globale. Ces deux modes ont été développés de manière à présenter un haut degré de similitude. Ainsi, si la structure de trame diffère, la structure d'une sous trame est identique dans les deux modes, à l'exception des sous-trames spéciales employées en TDD à la transition entre voie descendante et voie

montante. De plus, les paramètres de base de la couche physique sont identiques pour les deux modes. Cette harmonisation permet de réutiliser une grande part des implémentations pour les deux modes et ainsi de réduire les coûts de développement.

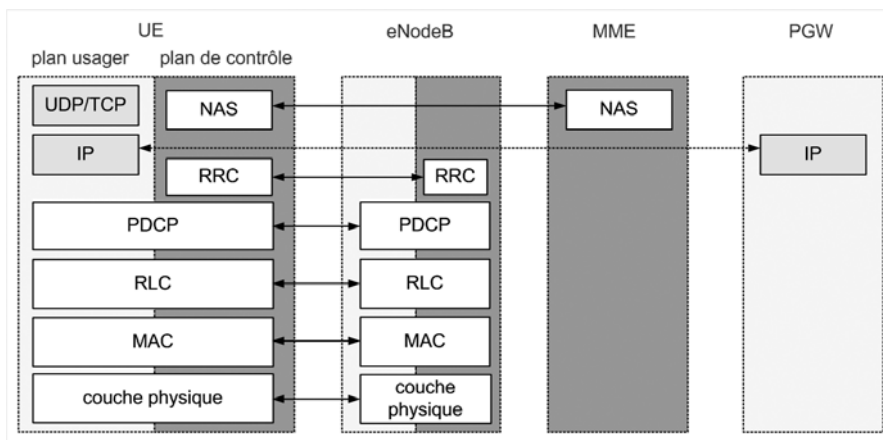
Les structures de trame pour les modes FDD et TDD du LTE ainsi que les configurations voie montante/voie descendante possibles en TDD seront données à la section « Structure de trame de l'interface radio » (p. 91). La mise en œuvre du mode FDD half-duplex sera également abordée dans cette section.

L'architecture de l'interface radio

Plan usager et plan de contrôle

Ces deux plans sont matérialisés par des piles protocolaires qui partagent un tronc commun (la partie inférieure) et qui se distinguent notamment dans les interactions avec les couches supérieures : alors que la signalisation NAS est véhiculée par le plan de contrôle de l'interface radio, son plan usager permet de transporter sur celle-ci les paquets délivrés ou à destination de la couche IP. Ces deux piles protocolaires sont représentées sur la figure suivante.

Figure 3-13
Piles protocolaires
des plans usager et
de contrôle sur
l'interface radio

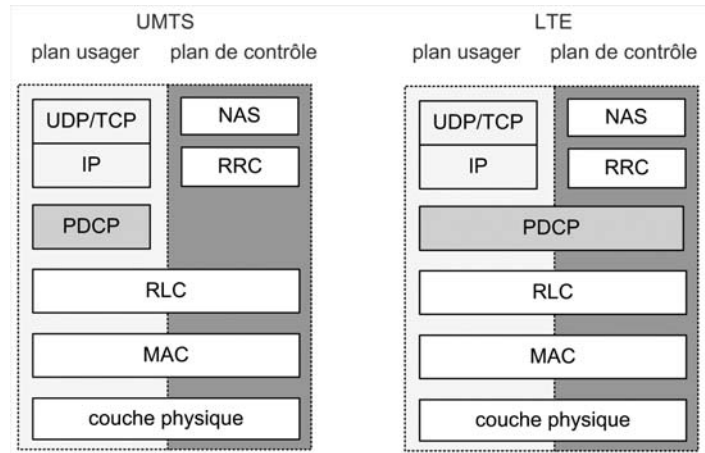


En LTE comme en GSM et UMTS, les protocoles du plan usager de l'interface radio correspondent aux deux premières couches du modèle OSI. La structure de l'interface radio du système LTE possède de nombreuses similitudes avec celle définie pour l'UMTS, comme le montre la figure 3-14.

La principale différence réside dans le rôle de la couche PDCP (*Packet Data Convergence Protocol*). En UMTS, son unique rôle est de réaliser une compression d'en-tête des paquets IP. Ce protocole n'est pratiquement pas utilisé sur les réseaux UMTS actuels. En LTE en revanche, le protocole PDCP est utilisé systématiquement, car il est impliqué dans la sécurité de l'Access Stratum (chiffrement et intégrité). On notera cependant que toutes ces couches, si elles portent le même nom en UMTS et en LTE, sont néanmoins très différentes dans ces deux systèmes.

Figure 3-14

Piles protocolaires des interfaces radio en UMTS et en LTE



Les données traitées par PDCP, RLC, MAC et PHY appartiennent :

- au plan de contrôle lorsqu'il s'agit de données de signalisation communiquées par la couche RRC ;
- au plan usager lorsqu'il s'agit d'autres données (transmises par la couche IP).

Les notions de plan de contrôle et de plan usager sont transparentes aux couches RLC, MAC et PHY : celles-ci traitent les données délivrées par la couche supérieure, suivant la configuration indiquée par RRC, sans distinction a priori entre données de contrôle et données de l'utilisateur. Nous verrons plus loin que le traitement effectué par PDCP diffère en revanche suivant la nature des données reçues.

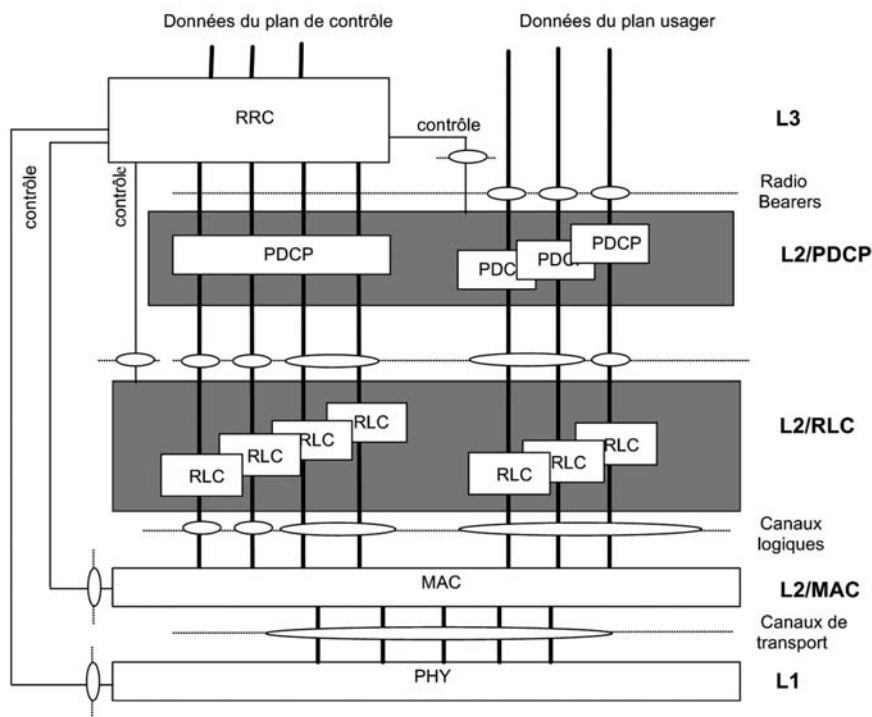
Indépendamment de ces deux plans, chaque couche utilise dans son protocole des informations de contrôle qu'elle échange avec l'entité paire distante, dans l'en-tête ajouté par la couche à l'unité de donnée. Cela permet à l'entité paire distante de traiter les données transmises de façon appropriée. Il s'agit donc d'informations de contrôle propres à la couche.

Interactions entre les couches

La figure 3-15 détaille le découpage en couches et les interactions logiques entre celles-ci pour les données du plan de contrôle et celles du plan usager. Cette architecture s'applique à l'UE et à l'eNodeB.

Deux entités paires distantes d'une couche (N) échangent entre elles des unités de données appelées *Protocol Data Unit* (PDU), formées d'un en-tête du protocole associé à cette couche N et de blocs de données. Ces blocs sont des unités de données délivrées par la couche supérieure (M), ou des segments de ces unités de données si ces dernières doivent être segmentées avant la transmission sur l'interface radio. L'unité de données de la couche M est appelée *Service Data Unit* (SDU) dans le contexte de la couche N , car elle porte des données de service que la couche N n'interprète pas. Ainsi, une PDU est-elle aussi une SDU pour la couche immédiatement inférieure, et ainsi de suite.

Figure 3-15
La modélisation
en couches
protocolaires de
l'interface radio



Par exemple, la couche PDCP de l'UE traite un paquet reçu de la couche IP et lui ajoute un en-tête, contenant notamment un numéro de séquence PDCP. Cette unité de donnée forme une nouvelle PDU PDCP, qui doit être transmise à la couche PDCP distante (celle de l'eNodeB). Pour cela, PDCP délivre la PDU à l'entité de la couche RLC associé au service. Cette entité RLC reçoit donc une nouvelle SDU RLC, qu'elle peut éventuellement segmenter ou concaténer avec d'autres SDU RLC précédemment reçues de la couche PDCP, afin de constituer une PDU RLC qui pourra être transmise sur l'interface radio sans segmentation ultérieure. À son tour, la couche RLC ajoute un en-tête à cette PDU qu'elle a formée, en-tête qui permet à l'entité distante de reconstituer la SDU RLC d'origine en rassemblant les segments reçus dans différentes PDU ou en identifiant les blocs concaténés dans cette PDU.

Ce transfert vertical de SDU entre couches du même équipement s'effectue via des points d'accès logiques entre couches, désignés par le terme générique *Service Access Points* (SAP) et représentés par des ellipses sur la figure précédente. Ils portent des noms spécifiques selon le niveau considéré : radio bearer au niveau RLC/PDCP, canal logique entre RLC et MAC, canal de transport entre MAC et PHY.

La section suivante décrit le rôle des différentes couches de l'interface radio, les canaux logiques et de transport étant présentés à la section « Les canaux » (p. 85).

Les couches de l'interface radio

La couche physique

La couche 1, appelée également *Layer 1* (L1) ou couche *PHY*, représente la couche physique. Son rôle est d'assurer la transmission des données sous une forme capable de se propager dans l'air et de résister aux différentes perturbations inhérentes au canal radio mobile. D'un point de vue fonctionnel, la couche physique offre un service de transport sur l'interface air à la couche MAC.

La couche physique réalise les fonctions suivantes pour la transmission de données :

- le *codage de canal*, qui protège les bits d'information contre les erreurs de transmission, en introduisant de la redondance dans la séquence de bits transmis ;
- la *modulation*, qui associe les bits à transmettre à des symboles de modulation capables d'imprimer une onde électromagnétique ;
- les *traitements spatiaux* (dits MIMO), qui précodent les symboles de modulation afin de les transmettre de plusieurs antennes (par exemple pour donner une direction au signal émis) ;
- la *modulation multiporteuse*, qui associe le signal à transmettre sur chaque antenne à des porteuses multiples, selon le principe de l'OFDM pour la voie descendante et du SC-FDMA en voie montante.

Les opérations inverses sont effectuées par la couche physique en réception, ainsi que des traitements de lutte contre l'interférence (par exemple l'égalisation). En outre, la couche physique assure des fonctions n'impliquant pas de transmission de données, mais nécessaires à son fonctionnement, ainsi qu'à certaines fonctions de la couche MAC :

- les *mesures radio*, pour estimer le canal de transmission, la qualité du signal de la cellule servante, ou encore les niveaux de puissance reçus d'une autre cellule, ou d'un autre système radio ;
- la *synchronisation*, afin d'acquérir et de maintenir la synchronisation en temps et fréquence avec la porteuse de l'émetteur ;
- la *détection de cellule*, afin de détecter la présence de cellules et de s'y connecter, à l'allumage de l'UE ou pour préparer un handover ;
- la *signalisation d'informations de contrôle* entre eNodeB et UE.

Le codage de canal et la modulation seront décrits au chapitre 4, le MIMO fera l'objet du chapitre 5 et les transmissions multiporteuses seront présentées au chapitre 6. Les signaux physiques sur lesquels s'effectuent les mesures radio seront détaillés au chapitre 7, les indicateurs mesurés étant introduits dans les chapitres relatifs aux fonctions qui les utilisent. La synchronisation et la détection de cellule seront traitées dans le chapitre 13. La signalisation d'informations de contrôle sera décrite au chapitre 12.

La couche 2

La couche 2 est constituée de trois sous-couches :

- PDCP (*Packet Data Compression Protocol*) ;
- RLC (*Radio Link Control*) ;
- MAC (*Medium Access Control*).

Ces sous-couches interviennent pour le transfert des données, du plan usager comme du plan de contrôle. Seule la sous-couche PDCP est conçue pour traiter différemment les données de ces deux plans. Pour RLC et MAC, c'est la configuration qui détermine les éventuelles différences de traitement à appliquer aux flux.

Sous-couche PDCP (Packet Data Compression Protocol)

PDCP assure des fonctions de sécurité et de transfert des données :

- compression d'en-tête ;
- chiffrement des données et de la signalisation RRC ;
- protection de l'intégrité de la signalisation RRC ;
- détection et suppression des doublons (unité de données PDCP reçues deux fois) ;
- remise en séquence des paquets.

La taille des en-têtes des SDU PDCP du plan usager est réduite à l'aide du mécanisme de compression RoHC (*Robust Header Compression*). Cette fonction vise à améliorer l'efficacité spectrale de services conversationnels comme la voix sur IP (VoIP), qui forme des paquets de petite taille. Plusieurs profils de compression sont cependant définis afin d'adapter son utilisation à différents usages (TCP/IP, UDP/IP, RTP/UDP/IP, ESP/IP...). On notera que cette fonctionnalité est optionnelle pour l'UE, sauf pour un UE capable de réaliser de la VoIP via l'IMS (certains profils sont alors obligatoires). L'eNodeB choisit le profil de compression selon les capacités de l'UE (profils acceptés) et le type de service utilisé. La compression d'en-tête ne peut être appliquée qu'aux SDU PDCP du plan usager.

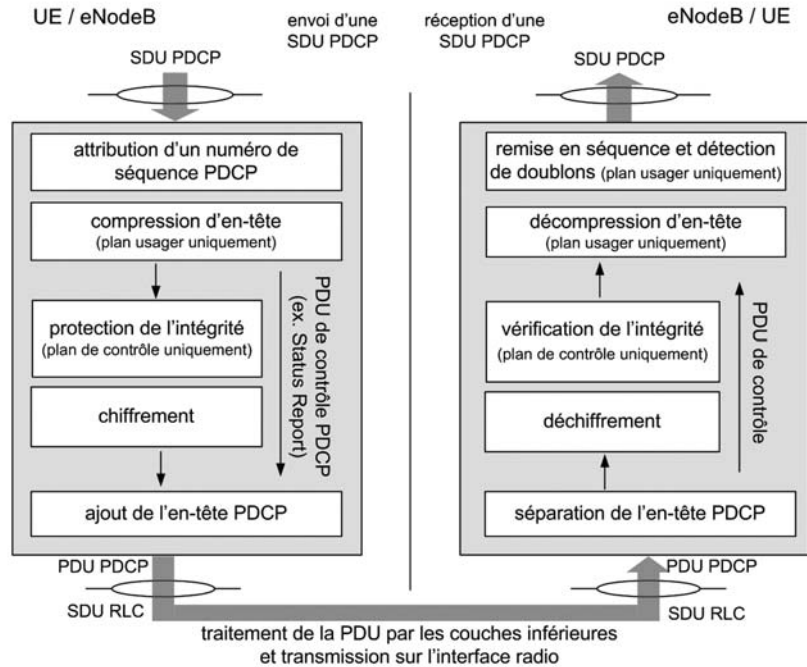
Les fonctions de chiffrement et de protection de l'intégrité seront décrites dans le chapitre 20. Elles concernent le plan de contrôle (chiffrement et intégrité) et le plan usager (chiffrement).

Enfin, les fonctions de détection des doublons et de remise en séquence sont également mises en œuvre pour le plan de contrôle et le plan usager. Elles sont particulièrement utiles lors d'un handover entre deux cellules LTE, au cours duquel des PDU PDCP peuvent être reçues deux fois (envoi sur la cellule source et la cellule cible) et/ou en désordre (PDU N reçue avant la PDU $N-1$). Ces mécanismes seront décrits dans le chapitre 19.

La sous-couche PDCP est donc sollicitée pour le transport de la signalisation et des données utilisateurs. La figure suivante illustre le traitement fonctionnel réalisé par PDCP, en émission et en réception. On notera que les PDU PDCP de contrôle, qui sont créées par la couche PDCP et non par les couches supérieures, suivent un traitement spécifique (pas de chiffrement ni de protection de l'intégrité) et ne sont pas associées à des SDU PDCP. La PDU *Status Report* en est un exemple. Son utilisation lors d'un handover sera présentée au chapitre 19.

Figure 3-16

Traitements effectués par PDCP
en émission et en réception
(vue fonctionnelle)



Sous-couche RLC (Radio Link Protocol)

La sous-couche RLC assure les fonctions de contrôle du lien de données dévolues à la couche 2 du modèle OSI (*Data Link Control*) :

- détection et retransmission des PDU manquantes (en mode acquitté) permettant la reprise sur erreur ;
- remise en séquence des PDU pour assurer l'ordonnancement des SDU à la couche supérieure (PDCP) ;
- utilisation de fenêtres d'émission et de réception pour optimiser la transmission de données.

À la différence de l'UMTS, la couche RLC en LTE n'effectue pas de contrôle de flux : l'UE et l'eNodeB doivent être capables de traiter les trames RLC tant qu'elles arrivent dans la fenêtre de réception RLC.

Sous-couche MAC (Medium Access Control)

La sous-couche MAC permet l'accès et l'adaptation au support de transmission grâce aux fonctions suivantes :

- le mécanisme d'accès aléatoire sur la voie montante ;
- la correction d'erreurs par retransmission HARQ lors de la réception d'un acquittement HARQ négatif ;

- les allocations dynamique et semi-statique de ressources radio (scheduling) ;
- le maintien de la synchronisation sur le lien montant ;
- la priorisation des flux sur le lien montant.

La fonction de scheduling s'appuie sur les mesures effectuées par la couche physique, tandis que le mécanisme HARQ est couplé avec le codage de canal. Ces fonctions sont donc étroitement liées à la couche physique et sont optimisées pour cet interfonctionnement. L'optimisation intercouches est l'une des caractéristiques clés de l'interface radio du LTE. L'HARQ et le scheduling seront décrits en détail dans les chapitres éponymes (10 et 11). L'accès aléatoire et la synchronisation en temps sont également réalisés en coordination avec la couche physique et seront décrits respectivement dans les chapitres 13 et 14. Enfin, le mécanisme de priorisation des flux sur la voie montante sera détaillé dans le chapitre 14.

La couche RRC

La couche RRC, pour *Radio Resource Control*, sert au contrôle de l'interface radio. On peut en effet constater sur le schéma modélisant la structure de l'interface radio, que la couche RRC est connectée aux quatre autres couches, via des points d'accès de contrôle : RRC est responsable de la configuration et du contrôle des couches de niveau 1 (PHY) et 2 (MAC, RLC et PDCP). C'est la spécificité de cette couche, véritable chef d'orchestre de l'interface radio.

Ce rôle est possible grâce à l'échange d'informations entre les entités RRC distantes, localisées au sein de l'UE et de l'eNodeB, suivant les procédures du protocole RRC. Les messages RRC sont traités par les couches PDCP, RLC, MAC et PHY avant d'être transmis sur l'interface radio, puis reconstitués, vérifiés et interprétés par l'entité distante RRC. La signalisation RRC demande ainsi un certain temps de traitement par l'UE et est consommatrice de ressources radio, aussi ne peut-elle pas être utilisée trop fréquemment. Pour la couche physique, on parle alors de configuration semi-statique lorsqu'elle est effectuée par RRC.

Un UE présent sur une cellule LTE est en *mode veille* (ou *RRC_IDLE*) lorsqu'il n'a pas de connexion RRC active avec l'eNodeB. Dans ce cas, il décode régulièrement les Informations Système diffusées par l'eNodeB sur la cellule, ainsi que les messages de notifications (paging). Dans cet état, l'UE contrôle de façon autonome sa mobilité. Lorsqu'il a établi une connexion RRC, il est en *mode connecté*, également appelé *RRC_CONNECTED* sur l'interface radio. RRC doit alors gérer la connexion active, la mobilité de l'UE, le transfert de la signalisation NAS, la sécurité AS (gestion des clés) ainsi que les supports radio activés pour porter les données de service et ou la signalisation (RRC et NAS).

RRC assure ainsi les fonctions suivantes :

- la diffusion et le décodage d'Informations Système de niveaux AS et NAS sur la cellule, pour tous les UE en mode veille présents sur celle-ci, donnant notamment les paramètres d'accès à la cellule, de mesure et de resélection en mode veille ;
- l'envoi et la réception de paging, pour l'établissement d'appel destiné à un UE en mode veille, pour informer les UE de la cellule que les Informations Système sont modifiées ou encore pour les alerter en cas de force majeure (par exemple, en cas de tremblement de terre ou de tsunami) ;

- la gestion de la connexion RRC (établissement, reconfiguration et relâche) ;
- le contrôle des radio bearers associés à des services ou à la signalisation ;
- le contrôle des mesures de l'UE et leur remontée à l'eNodeB en mode connecté ;
- la mobilité en mode connecté ;
- le contrôle de la mobilité en mode veille (sélection et resélection de cellule) ;
- et la transmission de la signalisation des couches supérieures NAS.

Certaines de ces fonctions seront présentées dans les chapitres qui décrivent les procédures dans lesquelles elles sont impliquées, par exemple au chapitre 18 pour la resélection de cellule et la mise à jour de localisation notamment, ou au chapitre 19 pour la gestion des radio bearers et des messages de notification.

Les Informations Système diffusées sur la cellule sont découpées en plusieurs blocs, chacun portant un type d'information défini (par exemple, informations générales sur la cellule serveuse, sur sa configuration radio, sur les cellules voisines LTE, UMTS, GSM). Ces blocs sont appelés SIB (pour *System Information Block*), chaque SIB portant un type d'information défini dans les spécifications. Le MIB (*Master Information Block*) joue un rôle particulier puisqu'il fournit aux UE les paramètres essentiels leur permettant de déterminer la structure et la périodicité des Informations Système. Il doit donc être répété fréquemment (toutes les 10 ms), pour qu'un UE arrivant sur la cellule puisse l'obtenir rapidement. Par ailleurs, sa période de mise à jour est également réduite (40 ms), pour qu'un éventuel changement dans la structure des Informations Système soit indiqué aux UE dans un délai bref.

Les canaux

Le concept de canal

Le système LTE, de manière similaire à l'UMTS, utilise le concept de *canal* afin d'identifier les types des données transportées sur l'interface radio, les caractéristiques de qualité de service associées, ainsi que les paramètres physiques liés à la transmission. Ces canaux sont des composantes de l'architecture du système et sont donc à distinguer du canal de transmission (qui capture les effets de la propagation radio) et du canal fréquentiel (ou porteuse) déjà rencontrés.

Les canaux de l'interface radio sont des points d'accès aux services proposés par une couche N : ils permettent à la couche $N+1$ de délivrer à cette couche N des données qui devront être traitées (et éventuellement marquées) selon les spécificités du canal.

On distingue trois classes de canaux, selon les couches du modèle OSI auxquelles ils sont attachés.

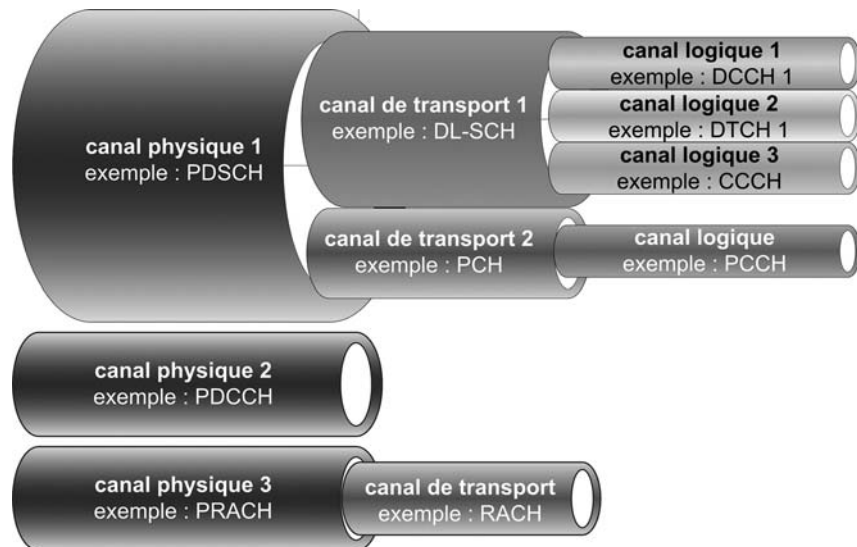
- les *canaux logiques*, qui opèrent entre les couches RLC et MAC et sont définis selon le type d'information qu'ils transportent (par exemple : signalisation du plan de contrôle ou données du plan usager) ;
- les *canaux de transport*, qui opèrent entre la couche MAC et la couche physique et sont définis par la manière et les caractéristiques selon lesquelles les données sont transportées par l'interface radio (par exemple la méthode d'accès aux ressources radio) ;

- *les canaux physiques* qui sont utilisés par la couche physique et sont définis par les caractéristiques physiques de leur transmission (par exemple leur placement dans la trame).

Dans une configuration donnée de l'interface radio (déterminée par le protocole RRC), un canal logique ne peut être porté que par un seul canal de transport, mais ce dernier peut transporter plusieurs canaux logiques. La même règle s'applique pour les canaux de transport et les canaux physiques. Enfin, certains canaux physiques ne sont associés à aucun canal de transport ni canal logique, car ils portent uniquement des informations relatives à la couche physique.

Ceci est illustré par la figure suivante, sur laquelle trois canaux physiques sont représentés (PDSCH et PDCCH pour le sens descendant, PRACH pour le sens montant).

Figure 3-17
Les canaux de l'interface radio
LTE et leurs imbrications



Nous décrivons ci-après l'ensemble des canaux utilisés par l'interface radio du LTE, pour chacune de ces trois catégories.

Les canaux logiques

Un canal logique est associé à un ou plusieurs flux de données (ou de signalisation) qui possèdent des caractéristiques communes : typologie des données transportées (plan usager ou plan de contrôle), priorité du flux, débit nominal (garanti ou non). Un canal logique est donc caractérisé par ce qu'il transporte, et non par la façon dont ces données sont véhiculées.

Les canaux logiques se séparent en canaux de contrôle et canaux de trafic. Les canaux de contrôle transportent uniquement des informations du plan de contrôle, tandis que les canaux de trafic véhiculent exclusivement les données du plan usager.

Le tableau suivant présente les différents canaux logiques définis pour l'interface radio du LTE.

Canaux logiques fournis par la couche MAC

Canal logique	Acronyme	Canal de contrôle (plan de contrôle)	Canal de trafic (plan usager)	Usage	Exemples d'information transmise
Broadcast Control Channel	BCCH	X		Pour la diffusion d'informations de contrôle sur la cellule	Identifiant de la cellule, largeur de bande DL...
Paging Control Channel	PCCH	X		Pour la notification d'appels	Identifiant de l'UE dans la zone de localisation, type d'appel
Common Control Channel	CCCH	X		Pour la transmission de la signalisation, quand elle ne peut être transmise sur un canal dédié (DCCH)	Demande d'établissement d'une connexion RRC
Dedicated Control Channel	DCCH	X		Porte la signalisation dédiée à un utilisateur (RRC et NAS)	Message commandant à l'UE de réaliser un handover
Dedicated Traffic Channel	DTCH		X	Porte les informations de trafic dédiées à un utilisateur	Données d'un flux de streaming vidéo (ex. IP/ UDP/RTSP)

Lorsque la couche RLC construit une unité de données ou *Protocol Data Unit* (PDU), elle la communique ensuite via le canal logique adéquat à la couche MAC. Cette dernière peut alors ajouter dans l'en-tête MAC l'identifiant de ce canal, si nécessaire. Après les traitements par la couche MAC, celle-ci délivre la PDU MAC à la couche physique via le canal de transport associé au canal logique. Le marquage du canal logique dans l'en-tête MAC permet à l'entité MAC distante de restituer cette information à la couche RLC, qui traite et aiguille ensuite correctement cette unité de données. Il est rendu nécessaire par le fait que, dans certains cas, plusieurs canaux logiques peuvent être multiplexés sur le même canal de transport. L'identification par l'entité paire du canal de transport n'est donc pas suffisante pour un aiguillage correct des données. La correspondance canal de transport – canal logique est configurée par la couche RRC lors de l'établissement de la connexion RRC ou de sa reconfiguration.

Les canaux de transport

Un canal de transport est caractérisé par la façon dont les données sont transportées sur les ressources physiques, notamment :

- la méthode d'accès aux ressources radio (scheduling dynamique, semi-persistant ou statique) ;
- les formats de transport autorisés, qui définissent les traitements de la couche physique à appliquer (type de codage de canal, schéma de transmission MIMO, etc.) ;
- la possibilité d'effectuer des retransmissions d'HARQ, et si oui, de quel type.

Plusieurs canaux de transport sont définis dans l'interface radio du LTE pour les sens montant et descendant, dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau suivant.

Canaux de transport fournis par la couche physique

Canal de transport	Acronyme	Sens	Caractéristiques	Usage	Exemples d'information transmise
Broadcast Channel	BCH	DL	Ressources, périodicité et format de transport fixes et prédéfinis Doit être transmis sur toute la zone de couverture de la cellule	Pour la diffusion d'informations sur la cellule Le BCH porte exclusivement le BCCH, et en particulier le <i>Master Information Block</i> (MIB, voir remarque)	MIB (BCCH) : largeur de bande DL sur la cellule, numéro de trame système (<i>SFN, System Frame Number</i>)
Downlink Shared Channel	DL-SCH	DL	Permet l'HARQ et l'adaptation de lien, l'allocation dynamique ou semi-persistante de ressources et l'utilisation de la réception discontinue par l'UE (DRX) Peut bénéficier de beamforming, ou être transmis de manière omnidirectionnelle	Pour la transmission de données dédiées de contrôle et du plan usager Utilisé également pour transmettre les informations de cellule non portées par le BCH	Canaux DCCH, DTCH, CCCH Canal BCCH : diffusion des informations cellulaires autres que celles du MIB
Paging Channel	PCH	DL	Doit être transmis sur toute la zone de couverture de la cellule Partage les mêmes ressources physiques que le DL-SCH	Pour diffuser les informations de paging sur l'ensemble de la cellule	Canal PCCH
Random Access Channel	RACH	UL	Basé sur l'accès partagé aléatoire (« à contention ») qui implique un risque de collision entre plusieurs UE lors de la procédure d'accès au réseau	Pour l'établissement d'une connexion RRC avec la station de base, son rétablissement, lors d'un handover ou pour transmettre des données (ex. <i>Buffer Status Report</i>) ou encore sur ordre de la station de base si la synchronisation en voie montante a été perdue	Préambule choisi de façon aléatoire par l'UE dans un jeu de préambules prédéfinis
Uplink Shared Channel	UL-SCH	UL	Permet l'HARQ et l'adaptation de lien, l'allocation dynamique ou semi-persistante de ressources	Pour la transmission de données dédiées de contrôle et du plan usager	Canaux DCCH, DTCH, CCCH

REMARQUE Les SIB et les canaux de transport

Le MIB est le seul bloc d'Informations Système à être transmis sur le BCH, tandis que les autres blocs sont envoyés via le DL-SCH. Cela donne en effet une plus grande flexibilité dans l'ordonnancement des blocs (association de plusieurs blocs en un seul message, périodes de répétition et de mise à jour).

Les canaux physiques

Les canaux physiques fournissent le moyen de transmettre par radio les données des canaux de transport. Une SDU reçue de la couche MAC via un canal de transport donné est appelée un *bloc de transport*. Un canal physique correspond à un ensemble d'éléments de ressource temps-fréquence

(un élément de ressource est une sous-porteuse d'un symbole OFDM) dans la sous-trame. De plus, il est associé à des caractéristiques physiques particulières, comme une séquence d'embrouillage, des schémas de codage et modulation, des schémas MIMO (en voie descendante uniquement). Le format des canaux physiques sera détaillé au chapitre 8 pour la voie descendante et au chapitre 9 pour la voie montante.

Les tableaux suivants présentent de manière synthétique les différents canaux physiques, pour la voie montante et la voie descendante respectivement.

Canaux physiques pour la voie montante

Canal physique	Acronyme	Caractéristiques	Usage
Physical Uplink Shared Channel	PUSCH	Ses paramètres de transmission sont déterminés dynamiquement par l'adaptation de lien	Pour la transmission du UL-SCH ; porte également les informations de contrôle du PUCCH en cas de collision de ces deux canaux sur le même intervalle de temps
Physical Uplink Control Channel	PUCCH	N'est jamais transmis simultanément au PUSCH d'un même UE (en Release 8)	Pour la transmission d'informations de contrôle nécessaires à l'HARQ (acquitements) et à l'allocation de ressources
Physical Random Access Channel	PRACH	Est formé d'un préambule spécifique à l'UE	Porte le RACH

Canaux physiques pour la voie descendante

Canal physique	Acronyme	Caractéristiques	Usage
Physical Downlink Shared Channel	PDSCH	Ses paramètres de transmission sont déterminés dynamiquement par l'adaptation de lien.	Pour la transmission du DL-SCH et du PCH
Physical Broadcast Channel	PBCH		Pour la transmission du BCH
Physical Control Format Indicator Channel	PCFICH	Le PCFICH est placé dans le premier symbole OFDM de chaque sous-trame	Indique le nombre de symboles OFDM utilisés pour la transmission du PDCCH dans une sous-trame
Physical Downlink Control Channel	PDCCH	Le PDCCH est placé dans les premiers symboles OFDM de chaque sous-trame	Pour la transmission d'informations de contrôle : schéma de modulation et codage et allocation de ressources du DL-SCH et PCH, informations d'HARQ pour le DL-SCH Schéma de modulation et codage, allocation de ressources et informations d'HARQ pour le UL-SCH Ordre de déclenchement d'une procédure d'accès aléatoire
Physical Hybrid ARQ Indicator Channel	PHICH	Le PHICH est placé dans les premiers symboles OFDM de chaque sous-trame	Porte les acquitements d'HARQ

Association des différents canaux

Les figures suivantes décrivent l'association entre les canaux logiques, de transport et physiques, respectivement pour la voie montante et la voie descendante.

Figure 3-18

Association entre canaux logiques, de transport et physiques en voie montante

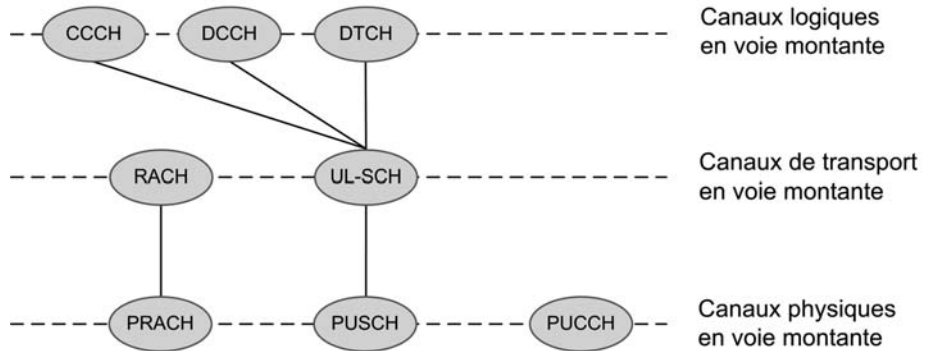
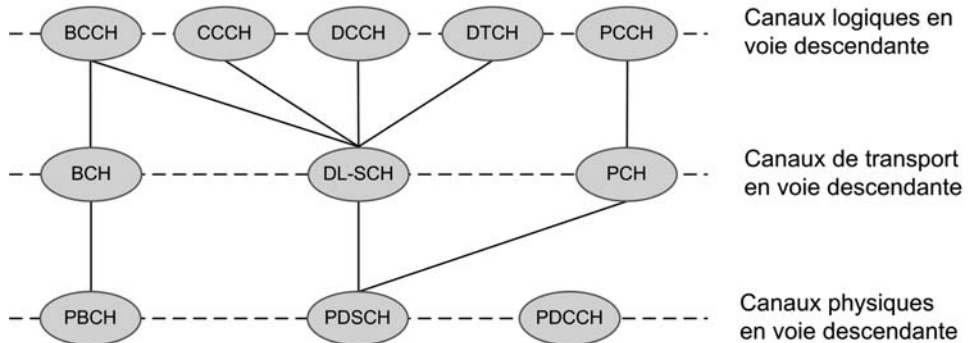


Figure 3-19

Association entre canaux logiques, de transport et physiques en voie descendante



Les signaux physiques

Outre les canaux physiques, la couche physique utilise également des *signaux physiques*, qui ne portent pas d'information issue des couches supérieures (c'est-à-dire de canaux de transport) mais sont nécessaires aux opérations de la couche physique. Les signaux physiques correspondent également à des éléments de ressource et sont associés à des paramètres de transmission physiques prédéfinis.

On distingue deux grands types de signaux physiques :

- les *signaux de référence* ou *Reference Signals* (RS) ;
- les *signaux de synchronisation*.

Les signaux de référence portent des séquences de symboles prédéfinies et connues du récepteur, qui lui permettent notamment d'estimer le canal de transmission. Cette information est cruciale

pour de nombreuses fonctions de la couche physique : l'estimation de la qualité du canal pour le scheduling, l'adaptation de lien et la détermination des paramètres MIMO, la démodulation cohérente, ainsi que les mesures nécessaires à la mobilité. Les signaux de référence seront décrits en détail au chapitre 7. Les signaux de synchronisation permettent au mobile de se synchroniser à la cellule et sont présents en voie descendante uniquement. Chaque cellule émet un signal de synchronisation qui l'identifie de manière unique dans une zone donnée. Les signaux de synchronisation seront détaillés au chapitre 13.

Les tableaux suivants récapitulent les différents signaux physiques possibles, dans la voie montante et la voie descendante respectivement.

Signaux physiques pour la voie montante

Signal physique	Acronyme	Caractéristiques	Usage
Demodulation Reference Signal	DMRS	Sont associés à la transmission du PUSCH ou du PUCCH, et spécifiques à un UE particulier	Pour estimer le canal afin de permettre une démodulation cohérente à la station de base
Sounding Reference Signal	SRS	Ne sont associés à aucun canal physique. Sont spécifiques à un UE particulier	Pour déterminer la qualité du canal (notamment sur les ressources où l'UE n'est pas servi), maintenir la synchronisation

Signaux physiques pour la voie descendante

Signal physique	Acronyme	Caractéristiques	Usage
Cell-specific Reference Signal	CRS	Sont communs à la cellule.	Pour la démodulation cohérente à l'UE, la mesure de la qualité du canal, la détermination des paramètres MIMO, le maintien de la synchronisation, les mesures de mobilité
UE-specific Reference Signals	DRS	Sont spécifiques à un UE particulier.	Pour la démodulation cohérente
Primary, Secondary Synchronization Signal	PSS, SSS	Sont communs à la cellule.	Pour la synchronisation initiale, la détection et l'identification de cellule

Structure de trame de l'interface radio

L'opération de l'interface radio dans le domaine temporel est découpée en *trames radio* consécutives de 10 ms. Une trame radio est divisée en dix *sous-trames* de 1 ms chacune, numérotées de 0 à 9. La sous-trame constitue un TTI (*Transmission Time Interval*), c'est-à-dire l'intervalle de temps de transmission élémentaire pouvant être alloué à un UE. Il existe deux types de structures de trame, illustrés sur les deux figures suivantes :

- Le type 1 est adapté au FDD et au FDD half-duplex.
- Le type 2 est adapté au TDD.

The diagram illustrates the structure of a radio frame. A horizontal bar represents the frame, divided into 10 equal segments labeled 'Sous-trame #0' through 'Sous-trame #9'. Above the bar, a double-headed arrow spans the entire length, labeled 'Une frame radio (10 ms)'. Below the bar, a double-headed arrow spans the width of one segment, labeled 'Une sous-trame (1 ms)'. To the left of the bar, a double-headed arrow indicates the duration of a single segment, labeled 'Un slot (0.5 ms)'.

En TDD, certaines sous-trames sont réservées pour la voie montante tandis que d'autres le sont pour la voie descendante. Il existe de plus une sous-trame spéciale, qui contient notamment un temps de garde nécessaire au basculement entre la voie descendante et la voie montante. Ce temps de garde est noté GP (*Guard Period*) sur la figure suivante. Le temps de garde nécessaire au basculement de l'eNodeB entre la réception d'une sous-trame montante et l'émission d'une sous-trame descendante est créé par l'eNodeB en avançant dans le temps les sous-trames montantes par rapport aux sous-trames descendantes. L'UE est informé de ce décalage par la commande d'avance de temps décrite au chapitre 14, qui lui indique de démarrer sa transmission un peu plus tôt (ou un peu plus tard). Une avance de temps par défaut de 20 μ s est ainsi spécifiée en TDD, car cette durée est attendue comme la valeur maximale potentiellement nécessaire aux équipements pour basculer de réception à émission [3GPP RAN WG4, 2008]. Au plus, deux sous-trames spéciales sont présentes par trame, afin de limiter la perte d'efficacité du système due au temps de garde.

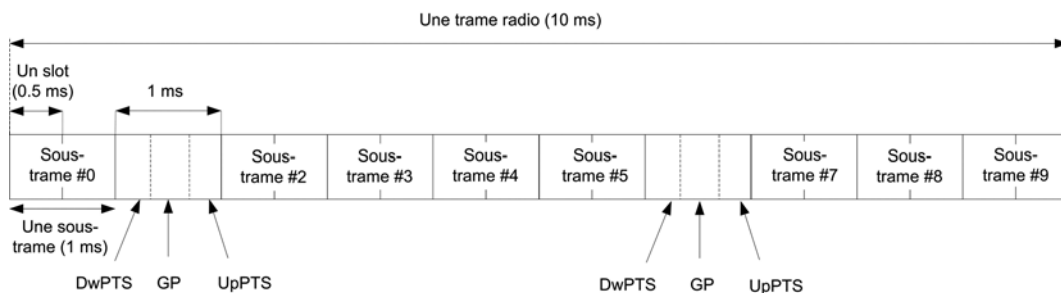


Figure 3-21
Structure de trame en TDD

Les configurations TDD voie montante/voie descendante possibles en LTE sont données dans le tableau suivant.

Configurations voie montante (U)/voie descendante (D). S note la sous-trame spéciale

Configuration voie montante/ voie descendante	Périodicité du basculement de la voie descendante vers la voie montante	Numéro de la sous-trame									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

On note que les sous-frames 0 et 5 sont toujours réservées pour une transmission en voie descendante.

Outre le temps de garde, la sous-trame spéciale porte les champs DwPTS (*Downlink Pilot Time Slot*) et UpPTS (*Uplink Pilot Time Slot*), réservés pour les transmissions respectivement en voie descendante et en voie montante. Malgré la signification de leurs acronymes, héritée de l'UMTS TDD, ces champs ne contiennent pas de signaux de référence.

- Le champ DwPTS porte de la signalisation de contrôle (PCFICH, PDCCH, PHICH) ainsi que des données (PDSCH) comme une sous-trame descendante normale, à la différence près qu'il est plus court. De plus, il porte le *Primary Synchronisation Signal* (PSS).
- Le champ UpPTS peut porter le PRACH de préambule court (dit de format 4, voir le chapitre 13) et/ou des signaux de référence de sonde (SRS), ou uniquement des SRS en fonction de la longueur du champ. Aucune donnée ni signalisation ne peut être transmise sur ce champ.

Les durées des champs DwPTS et UpPTS sont configurables et signalées par les couches supérieures. Il existe 8 configurations possibles, se différenciant par différentes longueurs de GP et deux longueurs possibles (courtes : 1 ou 2 symboles SC-FDMA) du champ UpPTS, le champ DwPTS occupant la durée de la sous-trame restante. Les différentes configurations sont données dans [3GPP 36.211, 2009, section 4.2].

Le mode FDD half-duplex requiert également un temps de garde afin que l'UE puisse basculer de l'émission à la réception, et inversement. Pour la transition voie descendante vers voie montante, ce temps de garde est créé par l'UE en ne recevant pas la fin d'une sous-trame descendante précédant immédiatement une sous-trame montante où il transmet. Cette perte doit être compensée par une adaptation de lien appropriée par l'eNodeB (voir le chapitre 4), ou par une retransmission. Pour la transition voie montante vers voie descendante, le temps de garde est assuré par l'eNodeB via la commande d'avance de temps, comme en TDD. La manière de réaliser le half-duplex n'est pas spécifiée, c'est au scheduler de l'eNodeB d'assurer qu'un UE n'est pas servi simultanément sur les voies montante et descendante.

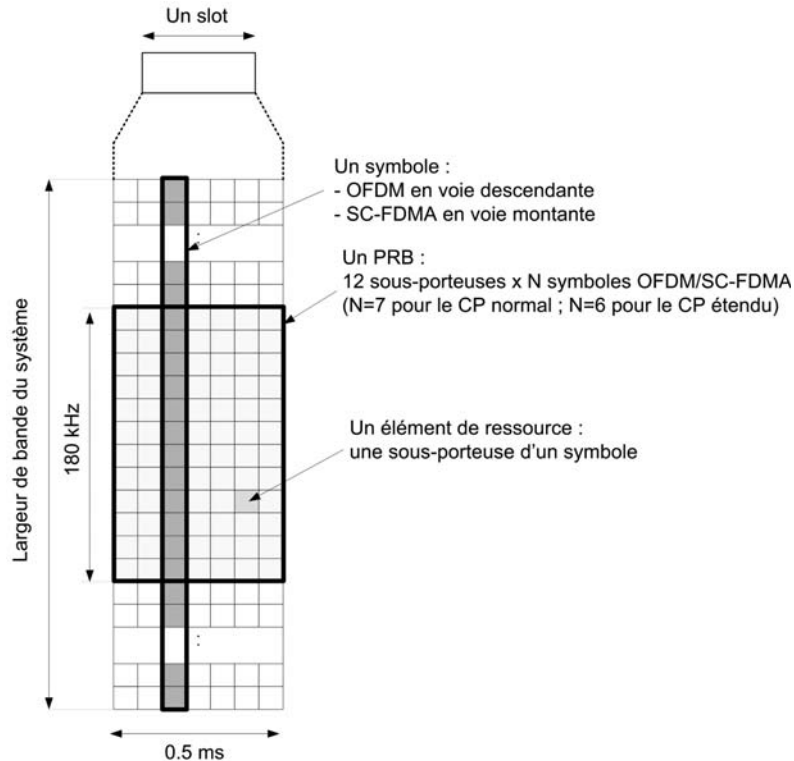
La dimension fréquentielle en LTE

Par rapport à l'UMTS, la couche physique du LTE introduit une rupture majeure : l'OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), un mode d'accès multiples basé sur l'OFDM, en remplacement de l'accès multiple à répartition par codes (CDMA).

L'OFDM a déjà été brièvement mentionné dans ce chapitre et sera décrit en détail au chapitre 6. Pour la compréhension des premiers chapitres consacrés à la couche physique, il est utile de retenir que la transmission OFDM s'effectue en parallèle sur plusieurs porteuses à bande étroite appelées sous-porteuses. Ces sous-porteuses sont orthogonales, de sorte qu'un symbole de modulation transmis sur une sous-porteuse ne subit pas d'interférence de la part des sous-porteuses adjacentes. De plus, l'OFDM est immunisé contre l'interférence entre symboles dans les domaines temporel et fréquentiel. L'OFDM est utilisé en voie descendante. Pour la voie montante, on en utilise un dérivé appelé SC-FDMA, qui permet une meilleure couverture pour les amplificateurs de puissance utilisés par les UE.

De par la dimension fréquentielle introduite par l'OFDM et le SC-FDMA, l'allocation de ressources en LTE s'effectue à la fois dans les dimensions temporelle et fréquentielle. Les ressources radio en voie descendante et voie montante se présentent ainsi sous la forme d'une grille temps-fréquence représentée à la figure suivante. La plus petite unité de ressource fréquentielle pouvant être allouée à un UE par le scheduler est le PRB (*Physical Resource Block*).

Figure 3-22
Grille de ressources temps
fréquence en voie
montante et descendante



Un PRB dure 0,5 ms, soit un slot, et est constitué de plusieurs symboles OFDM (ou SC-FDMA). Rappelons qu'un symbole OFDM représente le signal dans le domaine temporel correspondant à un bloc de symboles de modulation émis sur les différentes sous-porteuses de la bande du système. La durée d'un symbole dépend de la valeur du *préfixe cyclique* (CP, défini au chapitre 6). La largeur de bande d'un PRB est de 12 sous-porteuses, soit 180 KHz.

Une sous-porteuse d'un symbole OFDM/SC-FDMA est appelée un *élément de ressource*. Un élément de ressource porte un symbole de modulation en OFDM.

Les ressources s'allouent par *paire de PRB*, les PRB d'une paire étant alloués dans deux slots consécutifs d'une même sous-trame. Le nombre de PRB dans la dimension fréquentielle dépend de la largeur de bande du canal, comme indiqué dans le tableau suivant.

Largeur de bande du système en nombre de PRB

	Largeur de bande du canal (MHz)					
	1.4	3	5	10	15	20
Largeur de bande du système en nombre de PRB	6	15	25	50	75	100

La largeur de bande disponible pour la transmission est appelée la *largeur de bande du système*. Elle est inférieure à la largeur de bande du canal, comme décrit à la figure suivante, afin de laisser des bandes de garde de part et d'autre pour limiter l'interférence de canal adjacent.

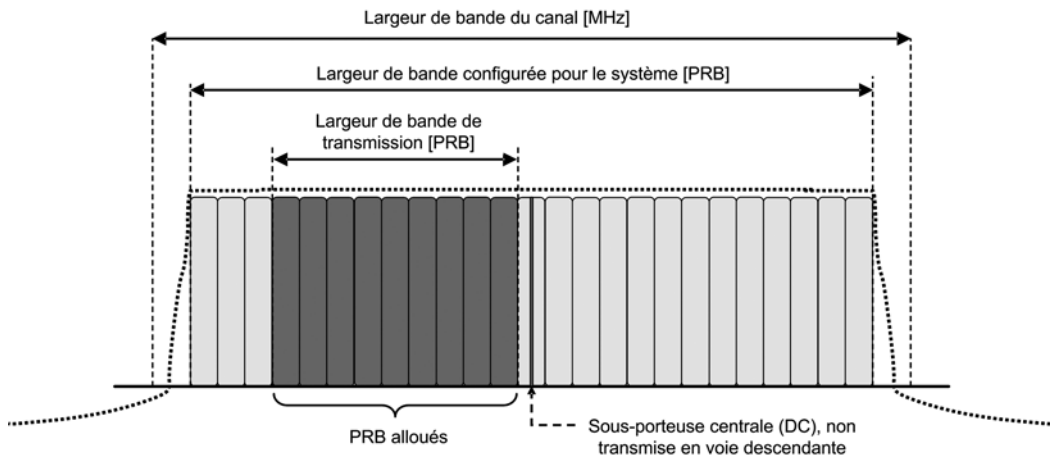


Figure 3-23

Bande du canal et bande du système

Les différents paramètres caractérisant les transmissions OFDM et SC-FDMA en LTE seront détaillés au chapitre 6.

Les caractéristiques clés de la couche physique

La manière dont sont codées les données et les techniques utilisées pour la transmission sont déterminantes pour les performances du réseau en termes de capacité et d'expérience offerte à l'utilisateur. Nous donnons dans cette section un aperçu des caractéristiques clés de la couche physique du LTE.

Outre les modulations OFDM et SC-FDMA présentées à la section précédente, la couche physique du LTE a été conçue autour de deux caractéristiques clés :

- la gestion des antennes multiples à l'émission et à la réception (le MIMO) ;
- l'optimisation conjointe des couches physique et MAC.

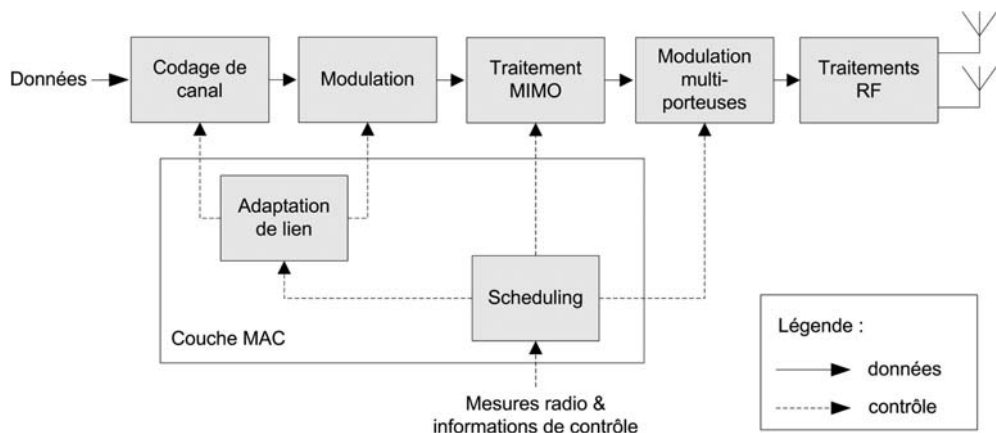
Le MIMO a été pris en compte nativement dans la conception de la couche physique, contrairement au HSDPA où il avait été ajouté au système existant. Le MIMO améliore la robustesse de la transmission et les débits, notamment grâce à la transmission de plusieurs flux indépendants d'information sur les mêmes ressources temps-fréquence. Cette intégration originelle couplée à l'absence d'interférence intracellulaire dans les systèmes OFDM conduit à une grande efficacité du MIMO dans le système LTE. Le MIMO fera l'objet du chapitre 5.

L'interaction forte entre les couches physique et MAC permet de tirer parti au maximum des évanouissements rapides du canal pour le scheduling et l'adaptation de lien, ainsi que du lien étroit entre codage de canal et mécanismes de retransmission rapide HARQ. Cette optimisation dite *inter-couches* maximise le débit offert et minimise la latence de la transmission. Elle implique des échanges d'informations de contrôle entre eNodeB et UE.

Introduction aux traitements d'émission et réception

Les figures suivantes représentent schématiquement la relation entre les grandes fonctions de la couche physique décrites à la section « La couche physique » (p. 81), ainsi que leur relation avec la couche MAC.

Figure 3-24
Principales
fonctions mises en
jeu en émission.
Les traitements
MIMO à
l'émission ne
s'appliquent qu'en
voie descendante.



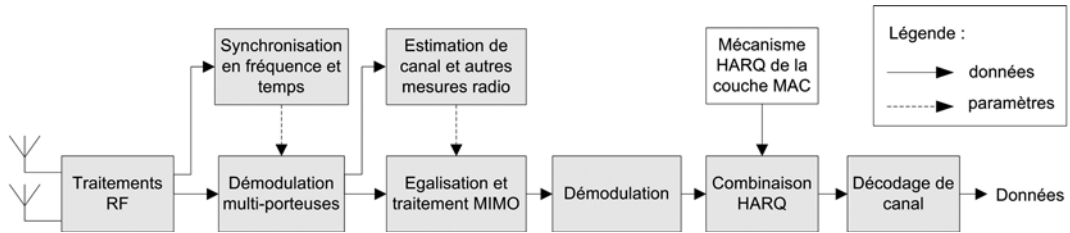


Figure 3-25

Principales fonctions mises en jeu en réception

Les fonctions de la chaîne de réception indiquées à la figure précédente ne sont pas spécifiées, bien qu'étant en grande partie déterminées par les traitements d'émission. La norme spécifie cependant les outils indispensables à leur mise en œuvre (comme les signaux physiques nécessaires à l'estimation du canal et la synchronisation). En revanche, les performances minimales de démodulation sont spécifiées, dans les documents [3GPP 36.101, 2009] et [3GPP 36.104, 2009], pour les récepteurs de l'UE et de l'eNodeB respectivement. La vérification de l'atteinte des performances requises est effectuée par des tests sur les équipements selon une méthodologie définie au 3GPP.

Synthèse fonctionnelle

La figure suivante présente une synthèse des fonctions assurées par les différents protocoles présents dans la pile protocolaire d'un UE LTE. Les protocoles EMM et ESM seront décrits en détail dans le chapitre 15 dédié aux protocoles NAS.

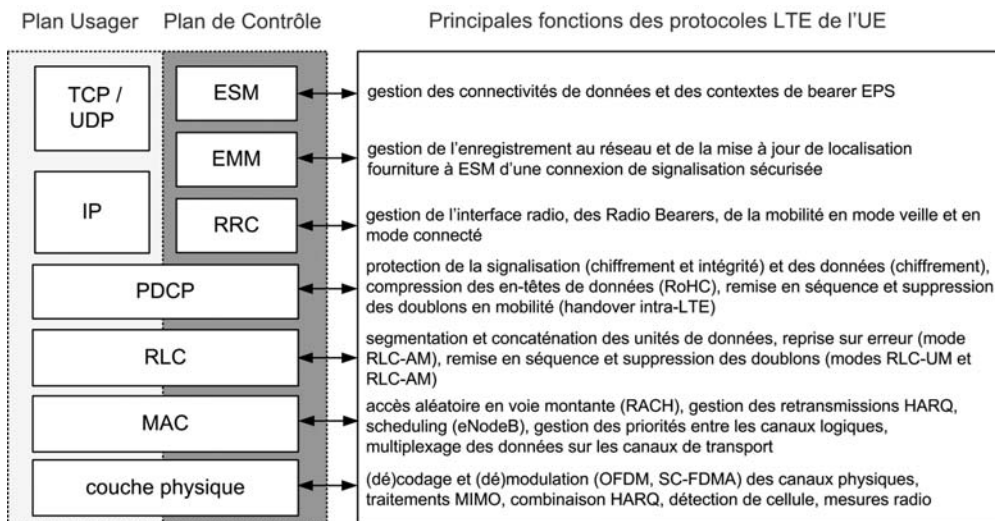


Figure 3-26

Synthèse fonctionnelle des protocoles LTE au sein de l'UE

Références

- [3GPP 36.101, 2009] Spécification technique 3GPP TS 36.101, *E-UTRA, User Equipment (UE) radio transmission and reception*, v8.8.0, décembre 2009.
- [3GPP 36.104, 2009] Spécification technique 3GPP TS 36.104, *E-UTRA, Base Station (BS) radio transmission and reception*, v8.8.0, décembre 2009.
- [3GPP 36.211, 2009] Spécification technique 3GPP TS 36.211, *E-UTRA, Physical channels and modulation*, v8.9.0, décembre 2009.
- [3GPP RAN WG4, 2008] 3GPP TSG RAN WG4, *Response to LS on switch time requirements for LTE TDD*, Liaison R1-081181, 3GPP TSG RAN WG1 #52bis, avril 2008.
- [Balanis, 2005] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 3ème édition, Wiley, 2005.
- [Huawei, 2009] Huawei, *Hardware calibration requirement for dual layer beamforming*, Contribution R1-091794, 3GPP TSG RAN WG1 #57, mai 2009.
- [Jakes, 1994] W. C. Jakes, Ed., *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1994.
- [Joindot, Glavieux, 2007] M. Joindot et A. Glavieux, *Introduction aux communications numériques*, Dunod, 2007.
- [Oestges, Clerckx, 2007]. C. Oestges and B. Clerckx, *MIMO Wireless Communications*, Elsevier, 2007.
- [Proakis, 2000] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Mc Graw Hill, troisième édition, 2000.
- [Tse, Viswanath, 2005] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.