

LE RETI RADIO CELLULARI

Giacomo Bacci, Luca Giugno, Marco Luise

In questo documento sono presentate le principali caratteristiche dei sistemi di radiocomunicazione con mezzi mobili (in breve, *sistemi radiomobile*), focalizzando la descrizione al sistema digitale paneuropeo *Global System for Mobile communications* (GSM) ed al recente sistema *Universal Mobile Telecommunication System* (UMTS).

La Sez. 1 contiene una breve introduzione ai sistemi di comunicazione con mezzi mobili, tra cui una breve illustrazione delle caratteristiche principali ed una descrizione dei parametri caratteristici per il dimensionamento di una rete cellulare. In Sez. 2 è riportata una descrizione del modello di canale incontrato da questo tipo di comunicazioni, mentre la Sez. 3 contiene una breve rassegna dei principali sistemi radiomobili sviluppatasi a partire dagli anni '70. La Sez. 4 contiene una descrizione del sistema GSM, sia in termini di architettura, sia per quanto riguarda le principali caratteristiche del segnale, del trasmettitore e del ricevitore. Sono inoltre riportate in 4, in maniera sintetica, le novità introdotte dalle evoluzioni del GSM, gli standard General Packet Radio Service (GPRS) ed Enhanced Data rates for GSM Evolution (EDGE). La Sez. 5 infine descrive in maniera generale i vari aspetti del sistema UMTS, in termini di architettura di rete e di aspetti trasmissivi.

INDICE

1	Introduzione alle reti cellulari	4
1.1	Caratteristiche principali dei sistemi cellulari	4
1.2	Dimensionamento di una rete cellulare	8
2	Il canale di propagazione wireless	18
2.1	Modelli di fading a piccola scala	19
2.2	Modelli di fading a larga scala	34
3	Cenni storici	37
3.1	La diffusione dei sistemi cellulari nel mondo	37
3.2	La diffusione dei sistemi cellulari in Italia	38
4	Lo standard GSM	40
4.1	Architettura ed organizzazione della rete GSM	40
4.2	Il segnale GSM	44
4.3	Caratteristiche del trasmettitore	46
4.4	Modelli di canale	55
4.5	Cenni alla struttura del ricevitore GSM	57
4.6	Le evoluzioni del GSM: gli standard GPRS ed EDGE	58
5	Lo standard UMTS	61
5.1	Differenze tra la tecnologia W-CDMA e le interfacce radio 2G	63
5.2	La rete di accesso UTRAN	66
5.3	Modalità UTRA-FDD (W-CDMA)	69
5.4	Modalità UTRA-TDD (TD-CDMA)	79
5.5	Handover e macrodiversità	83
5.6	Il controllo di potenza	85
5.7	Differenze tra UTRA-FDD e UTRA-TDD	88
6	Lista degli acronimi	89

1 Introduzione alle reti cellulari

Un sistema di comunicazione con mezzi mobili (o anche *sistema radiomobile*) è un sistema di telecomunicazioni in cui è possibile mantenere la *connessione* o il *collegamento* tra due o più utenti anche in situazioni di mobilità totale o parziale degli utenti stessi. Convenzionalmente, si fa coincidere la nascita delle comunicazioni con mezzi mobili con l'invenzione della modulazione di frequenza FM (frequency modulation) avvenuta nel 1935 da E. H. Armstrong. Nella modulazione FM, istante per istante, viene fatta variare la frequenza di un segnale ausiliario sinusoidale (detto *segnale portante* o semplicemente *portante*) proporzionalmente ad un segnale analogico da trasmettere (*segnale modulante*) producendo il segnale effettivamente trasmesso (*segnale modulato*). Nel corso di questo documento l'attenzione sarà rivolta alla descrizione delle principali caratteristiche di una particolare classe di sistemi radiomobili, cioè quelli impiegati per applicazioni di telefonia mobile, al giorno d'oggi noti anche come sistemi *cellulari*.

1.1 Caratteristiche principali dei sistemi cellulari

Un sistema di telefonia mobile costituisce un tipico esempio di *infrastructure network*, che si distingue dalle cosiddette *ad-hoc networks*, in quanto, come suggerisce il nome, presenta una infrastruttura ben consolidata [1]. Infatti, un sistema radiomobile elementare (non cellular) può essere schematizzato come riportato in Fig. 1, dove sono generalmente presenti:

- ▶ una porzione più o meno vasta del territorio, nella quale il sistema radiomobile svolge le proprie funzioni, detta *area di chiamata* o *di copertura*;
- ▶ un trasmettitore centrale, in genere fisso, detto stazione radio base (*base transceiver station*, BTS), impiegato per instaurare le connessioni tra gli utenti e collegato con il resto della infrastruttura di rete;
- ▶ uno o più terminali utente mobili detti anche *mobile station* (MS).

Le connessioni che si instaurano da una MS verso la BTS sono dette in *uplink*, mentre quelle nel verso opposto, cioè dalla BTS alla MS, sono dette in *downlink*.

I primi sistemi analogici di telefonia mobile vennero sviluppati in via sperimentale verso la fine degli anni '40 in diverse parti del mondo. Essi impiegavano formati di segnalazione e di controllo differenti ed incompatibili tra di loro. Tipicamente si trattava di apparati di tipo analogico destinati a servire aree geografiche particolari, ed aventi capacità di servizio assai limitate (alcune decine di canali, con interruzioni del servizio quando si usciva dall'area di copertura della BTS), nonché

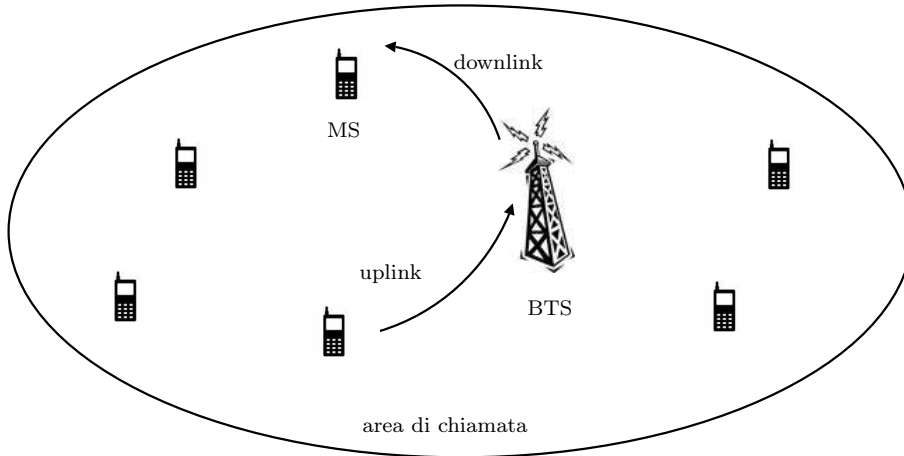


Figura 1: Sistema elementare di telefonia mobile.

prestazioni (in termini di efficienza energetica e spettrale) non sempre soddisfacenti. Questi sistemi prevedevano la suddivisione del territorio in zone geografiche autonome, ciascuna delle quali era coperta da una BTS con l'impiego di tutte le frequenze assegnate al servizio. L'area di copertura della BTS doveva essere la più estesa possibile, e ciò implicava l'impiego di potenze di trasmissione adeguatamente elevate. Una grave limitazione di questo sistema era, come già accennato, la necessità che l'MS aveva di reiterare la chiamata quando usciva dall'area di copertura della BTS. Inoltre il numero massimo di MS attivi all'interno di ogni area di copertura era limitato al numero dei canali (cioè delle frequenze) assegnate al servizio, con conseguente bassa densità geografica di utenti.

La *tecnica di accesso al mezzo*, cioè alla banda o porzione di banda di frequenze allocate al servizio radiomobile, era di tipo frequency division multiple access (FDMA). Essa consiste nel suddividere la banda frequenziale disponibile per il sistema in M_F sottobande, in genere adiacenti, ad ognuna delle quali corrisponde un canale fisico utilizzabile per la trasmissione o ricezione del segnale, come si nota in Fig. 2. L'FDMA è una delle tecniche di accesso multiplo al mezzo trasmissivo, che permettono l'accesso contemporaneo alla risorsa fisica da parte di più utenti. Tali tecniche si basano o sulla suddivisione delle frequenze a disposizione entro la banda allocata (FDMA), o sulla suddivisione temporale della risorsa (time division multiple access, TDMA), o su entrambe con la tecnica di accesso mista al mezzo (FDMA/TDMA). Non verranno considerate in questa sede altre tecniche di accesso al mezzo come la code division multiple access (CDMA), utilizzata nei sistemi cellulari di terza generazione.

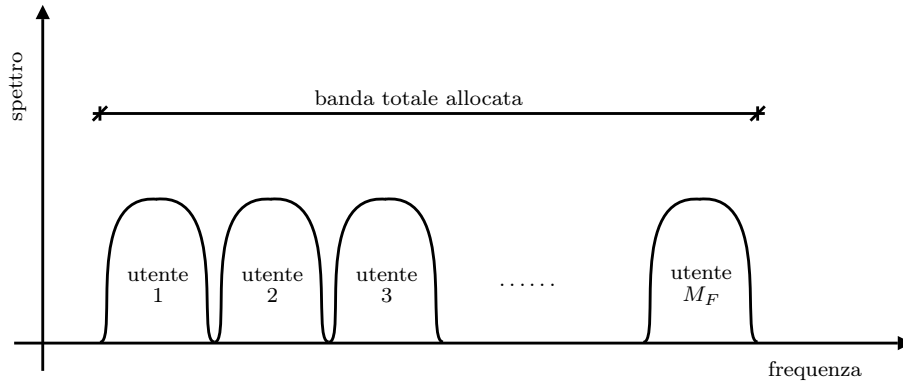


Figura 2: Accesso al mezzo di tipo FDMA.

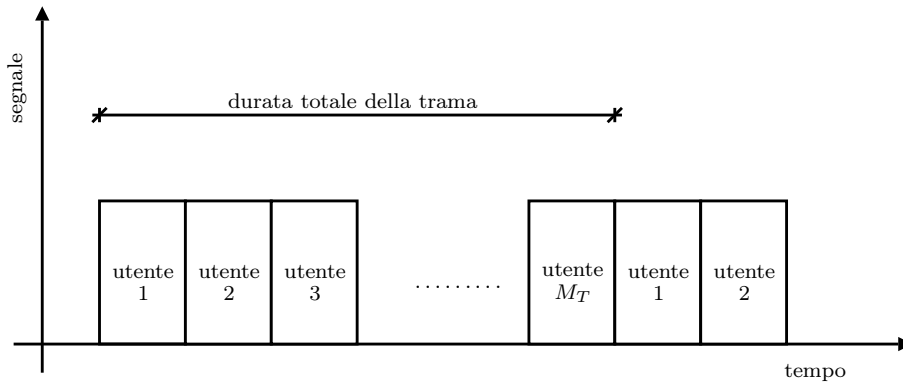


Figura 3: Accesso al mezzo di tipo TDMA.

Nell'accesso di tipo TDMA, come si vede in Fig. 3, ogni utente sfrutta ciclicamente la risorsa fisica per un certo periodo di tempo, che dipende dalle caratteristiche del segnale in questione. Ciascuno degli M_T intervalli temporali è noto con il termine di *time slot*. È evidente che le due tecniche, FDMA e TDMA, possono essere utilizzate congiuntamente, portando in tal caso il numero dei canali fisici risultanti a $M_F \times M_T$, pari al prodotto tra il numero delle sottobande di frequenze disponibili per quello dei time slot definiti in ciascuno degli M_T canali frequenziali.

Sebbene il segnale vocale telefonico occupi in *banda base*, cioè nella banda di frequenze “naturale” in cui è allocato prima delle operazioni di modulazione, una porzione dello spettro delle frequenze compresa tra 0 e circa 4 kHz, i canali su cui venivano trasmessi con modulazione FM i segnali telefonici dei primi sistemi radiomobili erano costituiti da bande frequenziali larghe circa 120 kHz, centrate attorno alla frequenza della portante FM. In seguito si cercò quindi di ridurre la

larghezza di banda del canale assegnato agli utenti, cioè di ridurre il cosiddetto *passo di canalizzazione* del sistema. Negli anni '60 la banda del canale si ridusse a circa 60 kHz e verso la fine degli anni '70 si arrivò a circa 25 kHz.

In quello stesso periodo, iniziarono a diffondersi i cosiddetti sistemi *cellulari*, vale a dire sistemi in cui il territorio interessato dal servizio viene suddiviso in tante porzioni relativamente piccole dette *celle*, ciascuna delle quali è servita da una BTS. All'interno di ciascuna cella, viene impiegato un *sottoinsieme* delle frequenze disponibili. Le frequenze utilizzate in una cella sono diverse da quelle utilizzate nelle celle adiacenti allo scopo di limitare le interferenze causata da celle adiacenti che utilizzano la stessa frequenza portante (la cosiddetta *interferenza co-canale*). Le frequenze disponibili vengono distribuite opportunamente su un gruppetto base (detto *cluster*) di celle adiacenti, il quale viene replicato (*riuso* delle frequenze) quante volte è necessario per coprire un'area geografica comunque vasta (*fattore di riuso*), come indicato in Fig. 4, in cui è riportata, a titolo di esempio, la struttura di alcuni cluster adiacenti, ciascuno con un numero di celle pari a $K = 4$. In questo modo si consente l'accesso ad un numero più grande di utenti operanti all'interno dell'area coperta dal servizio. Infatti, agendo sulle dimensioni delle celle, è possibile variare la densità geografica degli utenti stessi (ad esempio, in una città, dove le celle verranno realizzate con una dimensione più piccola). Il passaggio tra due celle adiacenti è trasparente per l'utente, in quanto la rete fissa di controllo provvede automaticamente ad assegnare un nuovo canale (con frequenza portante diversa) che sarà mantenuto all'interno della cella di arrivo. Questa operazione di sostituzione del canale prende il nome di *handover* o *handoff* e può essere gestita sostanzialmente in due modi:

- ▶ sulla base di misure realizzate esclusivamente dalla parte fissa della rete (BTS e rete di controllo): in questo caso, l'handoff avviene nel momento in cui il livello del segnale ricevuto da una BTS adiacente a quella componente è maggiore di quello della BTS di competenza;
- ▶ con la partecipazione del terminale mobile, che genera dati utili trasmessi su un canale di servizio: in questo caso, si ha un handoff assistito (come nel caso del GSM).

Tornando alla copertura del territorio con celle, in Fig. 4 si nota che, sebbene le antenne delle stazioni base abbiano diagrammi di irradiazione tipicamente omni-direzionali sul piano orizzontale – quindi in realtà la copertura delle antenne è circolare – la forma di riferimento della cella viene presa esagonale. Ciò è dovuto al fatto che con celle esagonali l'intero territorio può essere ricoperto senza buchi o sovrapposizioni. Inoltre, l'esagono è un buon compromesso tra semplicità della forma ed approssimazione di una circonferenza. Ciascun cluster utilizza nel com-

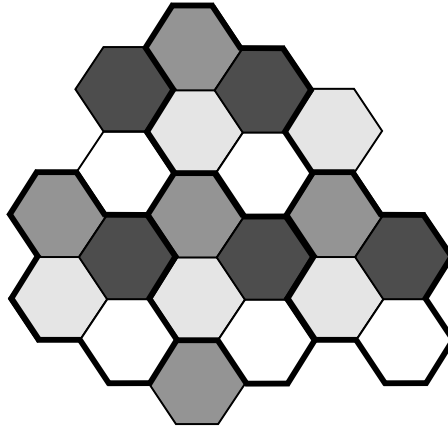


Figura 4: Cluster di $K = 4$ celle con riuso dei canali.

plesso tutte le frequenze portanti allocate al servizio, ma, come già accennato, ogni cella ne impiega un sottoinsieme. Nello schema di Fig. 4, ciascun sottoinsieme di portanti è rappresentato da un differente tono di grigio, mentre ogni cluster è indicato da una linea marcata. Celle di cluster che presentano lo stesso colore utilizzano pertanto la *stessa porzione di frequenze*. Come è facile notare a livello intuitivo, la collocazione è scelta in modo da minimizzare l'interferenza co-canale. A questo punto, occorre individuare i parametri generali alla base della pianificazione di una rete cellulare.

1.2 Dimensionamento di una rete cellulare

Densità geografica di utenti

Come è stato anticipato in Sez. 1.1, i primi sistemi radiomobile prevedevano la suddivisione del territorio in zone geografiche autonome, ciascuna coperta da una stazione radiobase (base transceiver station, BTS) con l'impiego di tutte le frequenze assegnate al servizio. In questo tipo di sistemi, essendo le celle tra loro isolate, quando un utente si sposta da una all'altra, vede cadere la comunicazione ed è costretto a reiterare la chiamata. Di conseguenza, l'interesse principale è quello di avere aree di copertura di ogni BTS A_{cella} più grandi possibili. Tuttavia, questo porta a notevoli svantaggi. Innanzitutto, aumenta notevolmente la *potenza in trasmissione*. Inoltre, il numero massimo di utenti attivi è limitato dal numero di frequenze di cui il servizio dispone, con conseguente bassa *densità geografica di utenti*. Se M è il numero di canali su ogni frequenza portante, la densità geografica

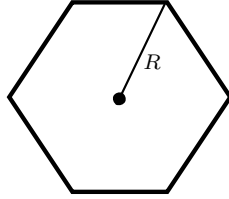


Figura 5: Cella esagonale per rete cellulare.

di utenti, espressa in numero di utenti per chilometro quadrato, è infatti data da

$$u = \frac{M}{A_{cella}}. \quad (1)$$

Il motivo per cui la densità geografica di utenti deve essere tenuta più alta possibile risiede nel fatto che rappresenta un interesse comune da parte sia dei gestori delle reti che da parte degli utenti. Infatti, lato gestore, all'aumentare di u aumenta il numero di potenziali clienti, mentre, lato utente, aumentano le probabilità di usufruire del servizio quando questo viene richiesto.

Il passo successivo, a partire dalla fine degli anni '70, è stato quello di introdurre delle reti cellulari vere e proprie, che rendono possibile l'accesso ad un numero molto maggiore di utenti presenti in una determinata zona.

Supponiamo di suddividere il territorio in celle esagonali come in Fig. 5. Agendo sulla dimensione delle celle, è possibile variare la densità geografica degli utenti serviti. In una rete così fatta, il numero di canali per cella risulta pari a

$$M_{cella} = \frac{M}{K}, \quad (2)$$

dove K è il numero di celle che costituiscono un cluster. Di conseguenza, la densità geografica degli utenti nella cella diventa

$$u = \frac{M_{cella}}{A_{cella}} = \frac{2M_{cella}}{3\sqrt{3}R^2} = \frac{2}{3\sqrt{3}R^2} \cdot \frac{M}{K} \quad (3)$$

dove si nota che, ovviamente, all'aumentare del raggio della cella R , la densità geografica diminuisce. Quindi, nelle zone con densità di utenti bassa, come le aree rurali, conviene prendere R molto grande (fino ad un massimo di $R = 30$ km nella rete GSM), in modo da avere la stessa densità di utenti di una zona popolata, dove, invece, si avranno celle piccole, con un raggio di poche centinaia di metri.

Al tempo stesso, è possibile notare come u decresca al crescere di K , e quindi sembrerebbe opportuno tenere K piccolo. D'altro canto, K piccolo comporta un livello di interferenza tra cluster adiacenti a volte intollerabile, come discutiamo nei paragrafi seguenti. Per questo motivo, occorre trovare un buon compromesso tra queste due esigenze contrastanti. A questo punto diventa dunque importante

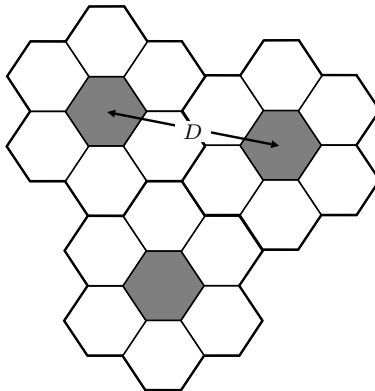


Figura 6: Cluster di $K = 7$ celle con riuso dei canali.

capire le regole per dar luogo a dei cluster di celle e per assegnare le frequenze al loro interno.

Distanza di riuso

Come detto, le celle sono organizzate in cluster come in Fig. 6, al fine di ridurre l'interferenza co-canale. Nei sistemi basati su tecniche di accesso multiplo quali FDMA e TDMA, si ha interesse a far sì che celle con gli stessi canali siano le più lontane possibili, per minimizzare l'interferenza. Non si può quindi avere riuso dei canali tra celle adiacenti, poiché l'interferenza co-canale sarebbe troppo grande.¹ Nello schema di Fig. 6, esiste una soluzione al problema dell'assegnazione dei canali, ovvero esiste una certa distanza, indicata con D , uguale per tutte le celle, che permette di avere celle omologhe (cioè celle che usano gli stessi canali) sufficientemente lontane tra loro. Questa distanza, detta *distanza di riuso*, a parità di raggio della cella R , dipende dal numero di celle per cluster K . Aumentando K , aumenta la distanza di riuso e di conseguenza aumenta il rapporto C/I tra la potenza C del segnale utile e quella I dell'interferenza. Tuttavia, è opportuno ricordare che la densità geografica di utenti diminuisce.

Sperimentalmente, si trova che K non può essere fissato arbitrariamente, ma deve rispettare la condizione

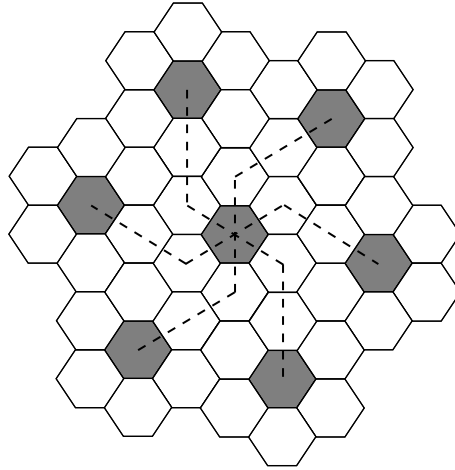
$$K = i^2 + j^2 + i \cdot j, \quad \text{con } i, j \in \mathbb{N}, \quad i + j \neq 0, \quad (4)$$

ovvero con i e j non entrambi nulli. In Tab. 1 sono riportati alcuni valori ammessi di K in funzione di i e j (senza perdere di generalità, supponiamo $i \leq j$). Casi

¹Nei sistemi CDMA questo discorso non è più vero: si ha infatti un riuso universale dei canali, ovvero tutte le celle usano tutti i canali a disposizione.

Tabella 1: Valori consentiti di K per celle esagonali.

i	0	0	0	1	1	1	1	2	2	2	3
j	1	2	3	1	2	3	4	2	3	2	3
K	1	4	9	3	7	13	21	12	19	28	27

Figura 7: Disposizione delle celle omologhe nel caso $K = 7$.

particolari sono: $K = 1$ (riuso universale, tipico dei sistemi CDMA); $K = 7$ e $K = 9$ (valori tipici del sistema GSM); $K = 19$ e $K = 21$ (valori tipici del TACS).²

Grazie alle proprietà delle celle esagonali, è possibile individuare le celle omologhe più vicine ad una cella data, semplicemente (Fig. 7):

1. muovendosi di i celle perpendicolarmente ad uno dei lati dell'esagono;
2. ruotando di $\alpha = 2\pi/3 = 120^\circ$ in senso orario o antiorario;
3. muovendosi di j celle.

A questo punto, è possibile determinare la distanza D tra due celle omologhe (Fig. 8), utilizzando il teorema di Carnot (o dei coseni, generalizzazione del teorema di Pitagora):

$$D = \sqrt{(i\sqrt{3}R)^2 + (j\sqrt{3}R)^2 - 2(i\sqrt{3}R)(j\sqrt{3}R)\cos\alpha} = \sqrt{3KR}. \quad (5)$$

²Per dettagli su questi sistemi, si faccia riferimento alla Sez. 3.

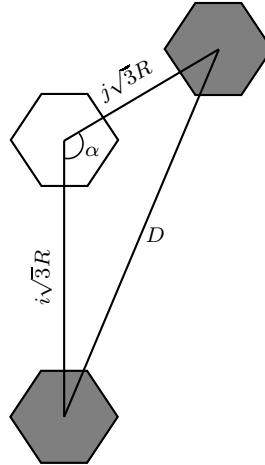


Figura 8: Calcolo della distanza di riuso.

È quindi evidente che la distanza di riuso aumenta linearmente all'aumentare del raggio della cella R , e con una legge del tipo radice quadrata all'aumentare del numero di celle per cluster K .

Rapporto segnale-interferenti C/I

Finora l'analisi è stata focalizzata su due fattori, densità geografica di utenti e distanza di riuso. Mentre l'importanza di massimizzare il primo (densità geografica di utenti) si deve alla necessità di servire quanti più utenti contemporaneamente, la spinta a massimizzare il secondo (distanza di riuso) va letta nell'ottica della massimizzazione del rapporto tra la potenza del segnale utile, C , e quella degli interferenti, I . Dal rapporto C/I , infatti, dipendono le prestazioni dei ricevitori e di conseguenza la qualità della comunicazione offerta dalla rete cellulare.

In questa parte, vengono brevemente illustrati i metodi per il calcolo del rapporto C/I , sia nel canale downlink che in quello uplink. Per la trattazione che segue, è utile definire

$$Q \triangleq \frac{D}{R} = \sqrt{3K}, \quad (6)$$

in quanto, come vedremo, C/I può essere espresso in funzione di Q .

Calcolo del rapporto C/I in downlink

Al fine di valutare il rapporto C/I , conviene mettersi nella situazione peggiore, ovvero quella in cui la MS è situata a distanza massima dalla BTS. Si fanno poi delle ipotesi semplificative:

- le BTS sono poste al centro della cella di competenza;

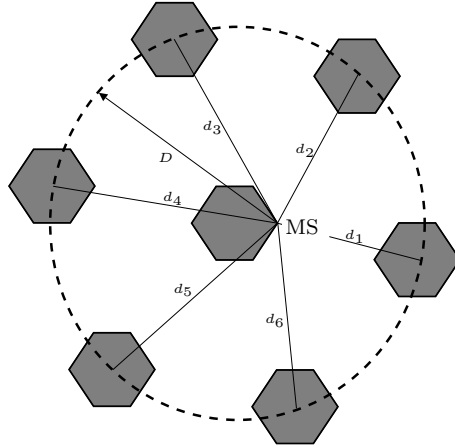


Figura 9: Disposizione delle BTS interferenti nel calcolo del rapporto C/I nel canale downlink.

- ▶ BTS e MS presentano un diagramma di irradiazione omnidirezionale;
- ▶ soltanto le celle omologhe di prima fascia (first tier) sono considerate come potenzialmente interferenti (approssimazione che comporta peggioramenti in termini di precisione inferiori a 1 dB);
- ▶ la potenza trasmessa da tutte le BTS è la stessa;
- ▶ il modello di propagazione è lo stesso per tutti i segnali.

Sotto queste ipotesi, la potenza del segnale utile alla MS è pari a

$$C = \frac{\chi}{R^n}, \quad (7)$$

dove χ è una costante che dipende dalle caratteristiche geometriche ed elettromagnetiche del collegamento, n è il *path loss exponent*, che dipende dall'ambiente considerato, e R è il raggio della cella (ulteriori dettagli sono riportati in Sez. 2). Allo stesso modo, la potenza interferente generata dalla i -esima BTS di prima fascia è

$$I_i = \frac{\chi}{d_i^n}, \quad (8)$$

dove d_i è la distanza tra il MS e la i -esima BTS. Supponendo $K \gg 1$, come nel caso di Fig. 9, $d_i \cong D \forall i$. Di conseguenza, la (8) diventa

$$I_i \cong \frac{\chi}{D^n}. \quad (9)$$

In definitiva, il rapporto segnale-interferenza per la i -esima BTS è circa pari a

$$\left(\frac{C}{I}\right)_i \triangleq \frac{C}{I_i} \cong \left(\frac{D}{R}\right)^n = Q^n = (3K)^{n/2}. \quad (10)$$

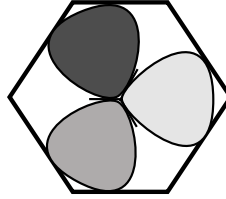


Figura 10: Esempio di cell sectoring con apertura d'antenna 120° .

Il caso peggiore si ha quando tutte le stazioni base sono attive sul canale di ricezione della MS. Quindi, in un caso generale,

$$\frac{C}{I} \geq \frac{C}{\sum_{i=1}^{K-1} I_i} = \frac{1}{K-1} \left(\frac{C}{I} \right)_i = \frac{(3K)^{n/2}}{K-1}. \quad (11)$$

La relazione (11) mette dunque in evidenza il fatto che il rapporto C/I è direttamente proporzionale alla dimensione del cluster K , ed aumenta se si incrementa n , al quale corrisponde una maggiore attenuazione dei segnali.

Esistono inoltre numerose tecniche per mitigare il contributo dell'interferenza. Uno dei modi utilizzati abitualmente è la cosiddetta settorizzazione di cella (*cell sectoring*), che consiste nel suddividere una cella in settori disgiunti. Si supponga di avere la BTS al centro della cella, costituita da tre antenne direttive, con apertura 120° , disposte come in Fig. 10. Ad ogni settore, coperto da una antenna, viene assegnato un terzo dei canali disponibili per la cella (non vengono assegnati tutti i canali perché, nella realtà, i diagrammi di irradiazione delle tre antenne sono parzialmente sovrapposti e ciò causerebbe interferenza. Con questa soluzione l'interferenza totale, proveniente da celle omologhe, viene ridotta di un fattore compreso tra 2 e 3. Il caso meno favorevole è illustrato in Fig 10.a: i fasci effettivamente interferenti sono illustrati con un tono di grigio scuro, mentre quelli non interferenti con un tono di grigio chiaro. Nel caso specifico di $K = 7$, gli interferenti potenziali sono 6, mentre quelli effettivi sono in realtà 3. Riprendendo il rapporto C/I effettuato in (11), il numero degli interferenti scende da $K - 1 = 6$ a 3, per cui il fattore C/I si innalza di un fattore $6/3 = 2$. Se però prendiamo in esame una configurazione delle celle più aderente alla realtà (Fig 10.b), è possibile vedere che il numero di fasci interferenti scende a 2, in quanto la cella in alto a sinistra non illumina la MS. Di conseguenza, C/I cresce di un fattore $6/2 = 3$. In realtà, per altri valori di K , il fattore di miglioramento sarà compreso tra 2 e 3.

Gli svantaggi legati all'uso del cell sectoring sono essenzialmente due:

- il numero di antenne per cella triplica, quindi si devono triplicare anche trasmettitori e ricevitori;

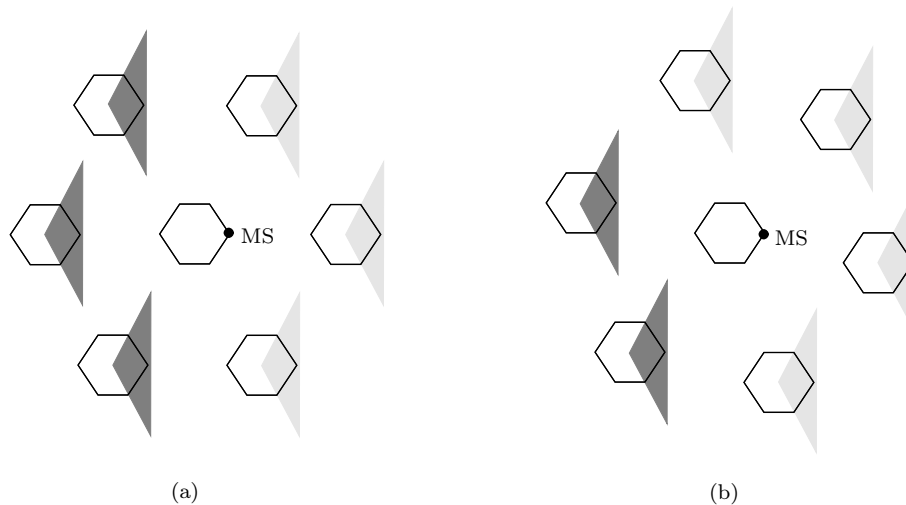


Figura 11: Effetto del cell sectoring sull'interferenza nel caso downlink.

- aumenta notevolmente il numero di handoff da compiere, in quanto ora sono necessari anche all'interno della stessa cella.

Oltre alla settorizzazione, esistono anche altre tecniche di riduzione dell'interferenza. Ad esempio, con *siti tricellulari*, si possono posizionare le BTS nell'angolo comune alle tre celle del cluster. Ognuna è dotata di un'antenna direttiva con apertura 120° circa e di un proprio apparato di ricetrasmisione (Fig. 12). Un vantaggio di questa configurazione, rispetto a quella classica di BTS a centro cella con antenna isotropa, è che si riduce il numero di posti in cui dover installare antenne. Inoltre, per motivi analoghi al cell sectoring, l'interferenza si riduce di un fattore 3. Ovviamente, questa particolare soluzione può essere impiegata solo in cluster con fattore di riuso K multiplo di 3.

Calcolo del rapporto C/I in uplink

Nel canale in uplink, la stazione mobile trasmette verso la BTS della cella nella quale si trova. Quindi, altre MS, presenti in celle che utilizzano gli stessi canali, avendo antenne isotrope, possono generare segnali che arrivano fino alla cella di riferimento e vanno a sommarsi a quello utile nella BTS, creando così interferenza. Anche in questo caso, per il calcolo del rapporto C/I , ci si pone nella situazione peggiore. Questo si ha quando tutte le MS potenzialmente interferenti si trovano a distanza minima dalla stazione base di riferimento. In questo caso, analogamente

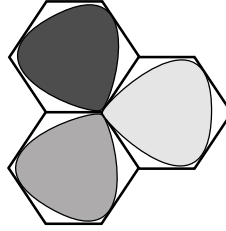


Figura 12: Soluzione adottata nei siti tricellulari per l'installazione delle BTS.

al canale downlink, si trova

$$\frac{C}{I} \geq \frac{1}{K-1} \left(\frac{D-R}{R} \right)^n = \frac{1}{K-1} (Q-1)^n = \frac{(\sqrt{3K}-1)^n}{K-1}. \quad (12)$$

Anche in questo caso, esistono ulteriori tecniche che consentono nell'abbattere le interferenze, permettendo al tempo stesso di aumentare la densità geografica degli utenti. Un esempio è fornito dall'utilizzo di antenne intelligenti (*smart antennas*), ipotizzate anche per l'UMTS. Queste antenne sono costituite da array di dipoli elementari, attraverso i quali è possibile realizzare più fasci direttivi e orientabili in qualsiasi direzione. Pertanto, è così possibile realizzare teoricamente l'equivalente di un certo numero di celle con una sola antenna (utilizzando al limite gli stessi canali). Questa operazione può essere fatta con dei fasci preformati fissi, che servono le MS sotto la loro copertura e funzionano grazie a dei meccanismi di handover, oppure con tecniche di tipo adattivo, in cui i fasci sono orientabili e quindi in grado di seguire un utente mobile, riducendo fortemente il problema dell'handover eccessivo, a scapito della complessità dell'antenna.

Considerazioni finali

In questa sottosezione, abbiamo visto quali siano i parametri in gioco nella pianificazione di una rete cellulare. Cerchiamo a questo punto di schematizzare alcune conclusioni.

Innanzitutto, è opportuno sottolineare che le variabili in gioco sono:

- ▶ fattore di riuso K ;
- ▶ raggio della cella R .

Per la scelta della combinazione migliore, occorre valutare i seguenti parametri:

- ▶ potenza in trasmissione P_T (critica nel caso della MS): l'obiettivo è quello di mantenere P_T più bassa possibile; P_T cresce al crescere di R , mentre è invariante al crescere di K ;

Tabella 2: Andamento dei principali parametri di una rete al variare di K e R .

	raggio $R \uparrow$	fattore di riuso $K \uparrow$
potenza trasmessa P_T	\uparrow (X)	\leftrightarrow
numero di handoff	\downarrow (\checkmark)	\uparrow (X)
densità geografica degli utenti u	\downarrow (X)	\downarrow (X)
rapporto C/I	\leftrightarrow	\uparrow (\checkmark)

- ▶ numero di handoff: l'obiettivo è quello di mantenere il numero di handoff più basso possibile, per evitare un eccessivo spreco di risorse di gestione; il numero di handoff cresce al crescere di K e decresce al crescere di R ;
- ▶ densità geografica di utenti u : l'obiettivo è quello di mantenere u più alta possibile, per garantire un numero maggiore di utenze allocabili al servizio;³ u decresce al crescere sia di R che di K ;
- ▶ rapporto C/I (sia in downlink che in uplink): l'obiettivo è quello di mantenere C/I più alto possibile, per offrire migliori prestazioni in termini di qualità del servizio; C/I aumenta al crescere di K , mentre è invariante al crescere di R .

In Tab. 2 sono riassunti in maniera schematica gli andamenti sopra menzionati, riportando con il simbolo \checkmark i punti di forza e con **X** gli aspetti sfavorevoli. È facile notare come la scelta della coppia (K, R) si riveli critica nel tentativo di soddisfare nella maniera migliore queste esigenze contrastanti.

³Ovviamente, si deve tenere in seria considerazione l'ambiente di riferimento: infatti, il caso urbano è ben diverso dal caso rurale.

2 Il canale di propagazione wireless

Per garantire la qualità del servizio offerto da una rete cellulare, e più in generale da una rete wireless, assume particolare importanza lo studio delle caratteristiche del canale di propagazione, fondamentale per il progetto, il dimensionamento e l'analisi di un sistema di comunicazione radio.

Se la propagazione avviene in spazio libero, la regione tra trasmettitore e ricevitore (rispettivamente, MS e BTS nel canale uplink e BTS e MS nel caso downlink) è caratterizzata dall'assenza di oggetti in grado di assorbire o riflettere il segnale. Inoltre, l'atmosfera si deve considerare un mezzo perfettamente uniforme e non assorbente. In definitiva, l'attenuazione subita dal segnale varia secondo l'inverso del quadrato della distanza. In altre parole, la potenza ricevuta, P_R , è pari alla potenza trasmessa, P_T , attenuata da un fattore, $L(d)$, detto *path loss*, che dipende dalla distanza d tra trasmettitore e ricevitore:

$$P_R = L(d) \cdot P_T, \quad (13)$$

dove

$$L(d) = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (14)$$

con G_T e G_R che indicano rispettivamente i guadagni dell'antenna in trasmissione e in ricezione; e λ che indica la lunghezza d'onda (portante) del segnale trasmesso [1].

Questo semplice modello però non è applicabile nel caso del canale radio wireless. Per descrivere adeguatamente in maniera statistica questo tipo di canale, esistono in letteratura due modelli largamente usati [2]:

- ▶ il modello a *piccola scala*, utilizzato per la predizione dell'energia istantanea ricevuta e delle sue fluttuazioni causate da piccoli movimenti della MS;
- ▶ il modello a *larga scala*, utilizzato per predire l'energia media ricevuta in un sistema wireless in funzione della distanza tra il trasmettitore ed il ricevitore (in genere utilizzato per determinare l'area di copertura di una rete cellulare).

È opportuno sottolineare il fatto che i due modelli, quello a piccola scala e quello a larga scala, si vanno a sovrapporre. La Fig. 13, che riporta la potenza ricevuta in funzione del tempo, serve a titolo qualitativo ad illustrare graficamente la sovrapposizione dei due effetti. In particolare, le rapide fluttuazioni sono originate dai movimenti su piccola scala della MS (fino a qualche decina di metri), mentre l'andamento del valor medio della potenza ricevuta è da imputarsi a movimenti del MS su larga scala all'interno della cella.

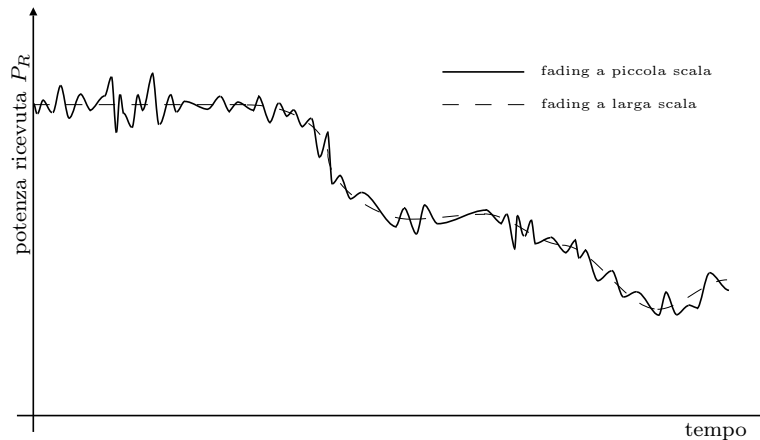


Figura 13: Andamento della potenza in funzione del tempo.

2.1 Modelli di fading a piccola scala

La particolare tipologia di canale radio di volta in volta preso in considerazione dipende in genere dalla scenario in cui si svolgono le applicazioni wireless e da altri fattori, tra i quali si può annoverare, ad esempio, il valore della frequenza della portante in uso. Solo per citarne alcuni, tipici scenari standardizzati per la propagazione del segnale in sistemi wireless sono ad esempio quelli di:

- ▶ ponti radio;
- ▶ collegamenti via satellite;
- ▶ sistemi di comunicazione terrestri fissi;
- ▶ sistemi di comunicazioni terrestri mobili (ad es., in ambiente urbano).

I vari segnali utilizzati nei sistemi di telecomunicazione wireless utilizzano in genere delle frequenze dislocate nell'intervallo compreso tra 30 MHz e 30 GHz. Poiché la lunghezza d'onda λ di un segnale a frequenza f_0 è

$$\lambda = \frac{c}{f_0}, \quad (15)$$

dove $c = 3 \cdot 10^8$ m/s è la velocità della luce nel vuoto, ne consegue che valori tipici di λ per applicazioni wireless sono compresi tra 10 m e 1 cm.

La propagazione del segnale modulato sotto forma di onda elettromagnetica avviene per *cammini multipli*. Oltre che attraverso il cosiddetto *raggio diretto* (quello cioè in visibilità ottica, ovvero line-of-sight, LOS), il segnale che si propaga da un trasmettitore ad un ricevitore in un sistema wireless può propagarsi anche a causa dei fenomeni di:

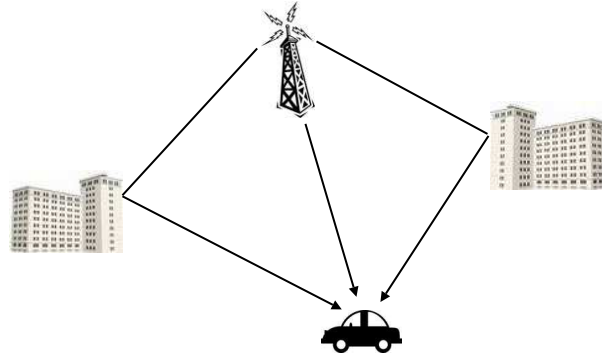


Figura 14: Scenario multipath.

1. riflessione;
 2. diffrazione (o *shadowing*);
 3. diffusione (o *scattering*).
1. In particolare, in un ambiente di propagazione urbano e nell'ambito delle frequenze utilizzate nelle comunicazioni cellulari, si presuppone che sia applicabile un modello di propagazione del segnale "a raggi" tipico dell'ottica geometrica, che risulta valido quando le dimensioni degli oggetti nell'ambiente di propagazione risultano sensibilmente maggiori della lunghezza d'onda λ . In questa ipotesi, il segnale ricevuto è composto da diversi contributi rivelati dall'antenna ricevente, ciascuno dei quali costituito da una "copia" del segnale trasmesso ma con differenti ampiezze e ritardi di fase, nonché differenti *ritardi di gruppo*. Il ritardo di gruppo indica il tempo che un segnale impiega per attraversare un certo mezzo (nel caso di propagazione radio, l'aria) o i vari ostacoli. In altre parole, misura con quale ritardo sono ricevute le *repliche* o "copie" del segnale. Queste diversità sono fisicamente originate dalle differenti caratteristiche di propagazione incontrate da ciascuno dei "raggi" in cui l'onda elettromagnetica risulta scomposta. Ad esempio, il segnale ricevuto può essere costituito o meno da un raggio diretto nel caso in cui vi sia effettivamente un collegamento "a vista" tra antenna trasmittente e ricevente. Questa componente è in genere accompagnata anche da molte altre generate per *riflessione* del raggio diretto su ostacoli nelle vicinanze dell'antenna ricevente (come edifici ed asperità del terreno ecc.), se le dimensioni dei suddetti ostacoli sono maggiori della lunghezza d'onda λ del segnale trasmesso. Ciascuno di questi raggi "riflessi" presenterà ampiezze diverse per la diverse caratteristiche del fenomeno di riflessione, e

sarà caratterizzato da diversi ritardi di fase e di gruppo causati dalle diverse lunghezze geometriche dei relativi percorsi. Questa semplice descrizione del fenomeno della propagazione per cammini multipli (*multipath*), rappresentata schematicamente in Fig. 14, si avvicina molto alla realtà dei fatti ed è particolarmente sensibile in ambiente urbano e suburbano ove la densità di utenti del servizio è più elevata.

2. Per quanto riguarda invece gli altri fenomeni che caratterizzano la propagazione di un'onda elettromagnetica in un ambiente in cui sono presenti ostacoli, la *diffrazione* si verifica ogni qualvolta un'onda incontra un ostacolo le cui dimensioni sono comparabili alla sua lunghezza d'onda λ (ad esempio su superfici appuntite e spigoli nel caso di segnali GSM). In questo caso, il fronte d'onda viene alterato (in fase o in ampiezza) e la propagazione non è più rettilinea, perché ciascun punto del fronte d'onda si comporta come una sorgente puntiforme secondaria di fronti d'onda sferici. Si generano quindi delle onde elettromagnetiche secondarie che generano campo anche nelle zone d'ombra dietro l'ostacolo, cioè quelle che non sarebbero fisicamente raggiunte dal segnale a causa della presenza dell'ostacolo stesso (da cui deriva il nome "shadowing").

3. Infine, l'ultimo fenomeno si verifica quando un trasmettitore irradia nello spazio circostante un'onda elettromagnetica che incide su eventuali oggetti subendo un fenomeno di riflessione disordinata, chiamato appunto *diffusione* o scattering. Una parte del campo diffuso torna verso il trasmettitore che può essere equipaggiato anche per le operazioni di ricezione (su questo modo di funzionamento si basano i sistemi radio detection and ranging (RADAR) per la scoperta di bersagli), mentre la restante parte si disperde o si attenua. I fenomeni di scattering si verificano generalmente quando le dimensioni degli ostacoli incontrati dal segnale durante il suo tragitto sono minori di quelle della sua lunghezza d'onda λ , ad esempio nel caso del fogliame.

Nel seguito, verranno illustrati diversi modelli di *fading*, cioè di attenuazione per cammini multipli, largamente utilizzati nelle comunicazioni digitali cellulari. Come già accennato, in un ambiente di propagazione tipico dei sistemi cellulari, il segnale ricevuto è la somma di più contributi aventi ampiezze, ritardi e rotazioni di fase casuali, indipendenti e variabili nel tempo. Il motivo principale di questa variabilità temporale è il moto del terminale utente, che variando la sua posizione modifica sia la distanza dalla BTS di riferimento che l'ambiente tra di esso e la BTS.

Il modello che viene comunemente adottato per descrivere un segnale ricevuto per propagazione attraverso N raggi (quindi in un canale multipath) è espresso da

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N(t)} \rho_i(t) e^{j\theta_i(t)} x(t - \tau_i(t)) \quad (16)$$

in cui è stato trascurato il contributo dovuto al rumore di ricezione; il numero di cammini multipli $N(t)$ dipende dall'istante di osservazione t ; $\rho_i(t)$ (con $\rho_i(t) > 0$), $\theta_i(t)$ e $\tau_i(t)$ rappresentano rispettivamente le ampiezze dei raggi ricevuti, il loro ritardo di fase e il loro ritardo di gruppo (anch'essi dipendenti dal tempo); e la funzione $x(t)$ indica il segnale trasmesso. In genere, i *processi aleatori*⁴ (p.a.) $N(t)$, $\rho_i(t)$, $\theta_i(t)$ e $\tau_i(t)$ si suppongono indipendenti.

Campagne di misura effettuate negli anni in maniera estensiva e sistematica hanno permesso di quantificare con precisione l'ordine di grandezza dei vari parametri in gioco, e in particolare dei ritardi $\tau_i(t)$ assunti dai cammini multipli tipicamente in ambiente urbano, suburbano, collinare e rurale. Ritardi tipici $\tau_i(t)$ sono dell'ordine di $1 \mu s$, con valori anche più piccoli (decimi di μs) per ambiente urbano e valori più grandi (fino a $10 \mu s$ e più) per ambiente extraurbano o collinare.

La (16) suggerisce un'interpretazione dell'effetto che un generico canale di propagazione ha sul segnale trasmesso $x(t)$. Infatti, esso può essere ricondotto a quello di un filtro con risposta impulsiva che in generale si indica con $h(t)$. Poiché il filtro in questione produce in uscita il segnale $y(t)$ quando al suo ingresso è applicato $x(t)$, la (16) rappresenta quindi la relazione ingresso-uscita del filtro considerato.

A seconda degli scenari propagativi tipici delle applicazioni wireless e del tipo di segnale trasmesso, nel *dominio del tempo* il canale di propagazione può essere classificato in:

- ▶ *stazionario* (o *tempo-invariante* o *statico*) se le sue caratteristiche non variano al variare del tempo (ovvero i processi aleatori $N(t)$, $\rho_i(t)$, $\theta_i(t)$ e $\tau_i(t)$ si riducono in realtà a *variabili aleatorie* (v.a.);
- ▶ *tempo-variante*, se le sue caratteristiche dipendono dal tempo.

Al tempo stesso, nel *dominio della frequenza* è possibile che un canale di comunicazione possa essere:

- ▶ *selettivo in frequenza* se le diverse componenti frequenziali dello spettro del segnale in ingresso al canale vengono distorte in modo diverso a seconda di quale componente si considera;

⁴Una *variabile aleatoria* è una funzione che fa corrispondere un numero reale ad ogni risultato di un esperimento casuale (detto *realizzazione*). Un *processo aleatorio* (o *stocastico*) è la naturale estensione del concetto di variabile aleatoria, in quanto rappresenta un insieme di realizzazioni di una variabile aleatoria che si evolve nel tempo.

- *non-selettivo* (o *piatto*) *in frequenza* se le diverse componenti frequenziali dello spettro del segnale in ingresso al canale non sono distorte dall'effetto del canale di comunicazione.

In Tab. 3 è riassunta schematicamente la suddivisione dei possibili canali wireless. Per meglio chiarire l'aspetto della selettività nel tempo ed in frequenza, nel resto del paragrafo verranno esaminati alcuni casi caratteristici che si possono incontrare nella modellizzazione di sistemi di comunicazione cellulari, prediligendo l'uso di esempi piuttosto che un'analisi rigorosa ed esaustiva.

Tabella 3: Possibili tipologie di canale wireless.

	<i>non-selettività in frequenza</i>	<i>selettività in frequenza</i>
<i>tempo-invarianza (staticità)</i>	canale piatto nel tempo e piatto in frequenza ($N, \{\rho_i\}, \{\theta_i\}, \{\tau_i\}$ v.a., $\{\tau_i\}$ a varianza piccola [†])	canale piatto nel tempo e selettivo in frequenza ($N, \{\rho_i\}, \{\theta_i\}, \{\tau_i\}$ v.a., $\{\tau_i\}$ a varianza grande [†])
<i>tempo-varianza</i>	canale selettivo nel tempo e piatto in frequenza ($N, \{\rho_i\}, \{\theta_i\}, \{\tau_i\}$ p.a., $\{\tau_i\}$ a varianza piccola [†])	canale selettivo nel tempo e selettivo in frequenza ($N, \{\rho_i\}, \{\theta_i\}, \{\tau_i\}$ p.a., $\{\tau_i\}$ a varianza grande [†])

[†] rispetto all'intervallo di segnalazione $T_s = 1/R_s$, dove R_s è la symbol rate del segnale.

Canali statici piatti in frequenza

Nel caso di canale statico, N , $\{\rho_i\}$, $\{\theta_i\}$ e $\{\tau_i\}$ sono v.a., ovvero non dipendono dall'istante di osservazione t . Di conseguenza, la (16) può essere ridotta a

$$y(t) = \sum_{i=1}^N \rho_i e^{j\theta_i} x(t - \tau_i) = \sum_{i=1}^N a_i x(t - \tau_i), \quad (17)$$

dove

$$a_i \triangleq \rho_i e^{j\theta_i}. \quad (18)$$

Se inoltre i ritardi $\{\tau_i\}$ sono piccoli rispetto all'intervallo di segnalazione T_s , pari all'inverso della symbol-rate R_s del segnale, possiamo dire che

$$\tau_i \cong \bar{\tau} \ll T_s, \quad \forall i, \quad (19)$$

che semplifica la (17) in

$$y(t) = A \cdot x(t - \bar{\tau}) \quad (20)$$

$$= \bar{\rho} e^{j\bar{\theta}} \cdot x(t - \bar{\tau}), \quad (21)$$

dove, per convenienza di notazione,

$$A \triangleq \sum_{i=1}^N a_i = A_R + jA_I, \quad (22)$$

$$\bar{\rho} \triangleq |A|, \quad (23)$$

$$\bar{\theta} \triangleq \angle(A). \quad (24)$$

Si nota facilmente che la (20) rappresenta l'equazione di un canale che ritarda il segnale trasmesso $x(t)$ di un tempo $\bar{\tau}$, dovuto alla propagazione, e al tempo stesso lo attenua di un fattore $\bar{\rho}$ e lo sfasa di un fattore $\bar{\theta}$.

Resta da capire quale sia la distribuzione statistica delle due v.a. A_R e A_I , ovvero delle due v.a. $\bar{\rho}$ e $\bar{\theta}$. Nell'ipotesi in cui si abbia un gran numero di raggi ($N \gg 1$), in virtù del *teorema del limite centrale*, A_R e A_I seguono una distribuzione di tipo gaussiano:

$$A_R, A_I \sim \mathcal{N}(\eta, \sigma_\rho^2) \quad (25)$$

dove η è il valor medio, e σ_ρ^2 è la varianza, corrispondente alla potenza media dei contributi dovuti a riflessione, diffusione e diffrazione.

Possiamo distinguere due casi:

1. propagazione in ambiente urbano, caratterizzata dall'assenza del raggio diretto (propagazione NLOS);
2. propagazione in ambiente collinare e soprattutto rurale, caratterizzata da un raggio diretto (LOS) e diversi raggi riflessi.

1. In caso di propagazione NLOS, è possibile dimostrare che il valor medio delle due v.a. A_R e A_I :

$$\eta = 0. \quad (26)$$

In questo caso,

- l'attenuazione subita dal segnale $\bar{\rho}$ segue una *distribuzione di Rayleigh*, con d.d.p. pari a

$$f_{\bar{\rho}}(\rho) = \frac{\rho}{\sigma_\rho^2} e^{-\rho^2/(2\sigma_\rho^2)} u(\rho), \quad (27)$$

dove $u(x) = 1$ se $x \geq 0$ e 0 altrimenti. La Fig. 15 riporta l'andamento della d.d.p. indicata dalla (27) per alcuni valori del parametro σ_ρ^2 .

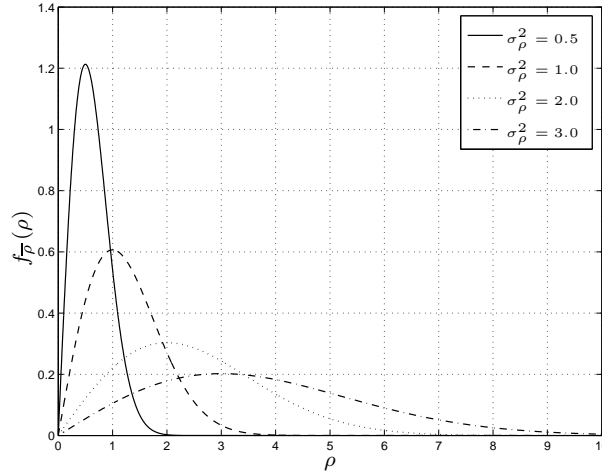


Figura 15: Densità di probabilità della variabile aleatoria di Rayleigh.

- la fase complessiva $\bar{\theta}$ è descritta in maniera accurata da una v.a. *uniformemente distribuita* nell'intervallo $[-\pi, +\pi]$. In altre parole, la sua densità di probabilità (d.d.p.) è pari a

$$f_{\bar{\theta}}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \text{rect}\left(\frac{\theta}{2\pi}\right), \quad (28)$$

dove $\text{rect}(x) = 1$ se $|x| \leq 1/2$ e 0 altrimenti.

2. In caso di propagazione LOS, il raggio diretto va a sommarsi alle altre componenti diffuse. Di conseguenza,

$$\eta \neq 0. \quad (29)$$

In questo caso,

- l'attenuazione subita dal segnale $\bar{\rho}$ segue una *distribuzione di Rice*, con densità di probabilità (d.d.p.) pari a

$$f_{\bar{\rho}}(\rho) = \frac{\rho}{\sigma_{\rho}^2} e^{-\rho^2/(2\sigma_{\rho}^2)} e^{-\kappa} I_0\left(\sqrt{2\kappa} \frac{\rho}{\sigma_{\rho_0}}\right) u(\rho), \quad (30)$$

dove $I_0(x)$ rappresenta la funzione di Bessel modificata di prima specie e di ordine 0, e κ è il *fattore di Rice*, definito come

$$\kappa \triangleq \frac{\rho_1^2/2}{\sigma_{\rho}^2}, \quad (31)$$

dove, ancora una volta, σ_{ρ}^2 è la potenza media dei contributi dovuti a riflessione, diffusione e diffrazione. In altre parole, κ corrisponde al

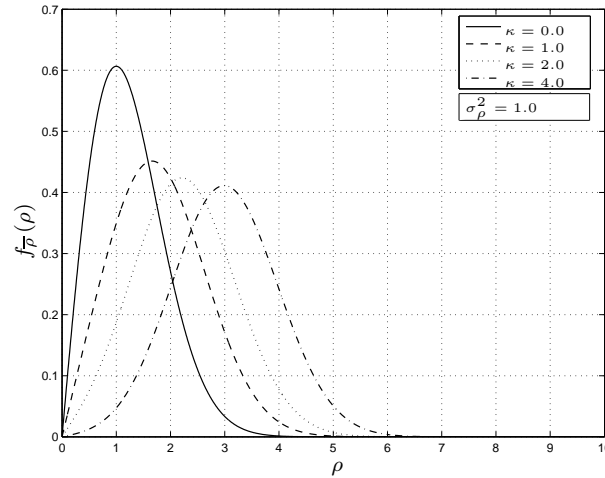


Figura 16: Densità di probabilità della variabile aleatoria di Rice.

rapporto tra la potenza media della componente diretta e quella della componente diffusa. Il fattore di Rice viene usualmente espresso in dB e tipicamente assume valori che variano in genere da 0 dB (propagazione quasi urbana) a 20 dB (propagazione quasi in spazio libero). La Fig. 16 riporta l'andamento della d.d.p. indicata dalla (30), ottenuto per alcuni valori di κ e per $\sigma_\rho^2 = 1$. È facile verificare che il caso $\kappa = 0$, che corrisponde al caso NLOS in virtù della (31), dà luogo ad una v.a. di Rayleigh.

- la fase complessiva $\bar{\theta}$ segue una distribuzione non più uniforme, ma la sua polarizzazione varia in funzione di η []].

Canali statici selettivi in frequenza

Nel caso di canale statico, come abbiamo visto in precedenza, la (16) si riduce alla (17), dove si nota l'indipendenza dal tempo delle variabili che rappresentano le attenuazioni in ampiezza, i ritardi di fase ed i ritardi di gruppo dei singoli raggi ricevuti. Una volta noto l'ambiente circostante e le posizioni relative di antenna trasmittente e ricevente è in teoria possibile valutare tutti i parametri del modello di canale di trasmissione di cui sopra.

Supponendo di essere riusciti a compiere questa operazione ideale, è possibile valutare l'impatto della propagazione per cammini multipli sulla ricezione del segnale. Per fare questo, semplifichiamo ulteriormente il modello di canale statico in modo da arrivare al cosiddetto *canale a due raggi* ($N = 2$), per il quale vale la

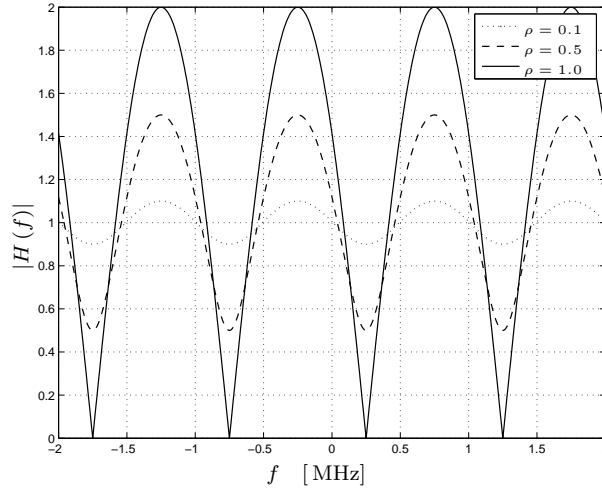


Figura 17: Risposta in ampiezza del canale a due raggi.

relazione

$$y(t) = \rho_1 e^{j\theta_1} \cdot x(t - \tau_1) + \rho_2 e^{j\theta_2} \cdot x(t - \tau_2). \quad (32)$$

Come si nota, il segnale ricevuto è composto da un raggio *diretto* ed un solo raggio *riflesso* con ampiezza, sfasamento e ritardo dati. È anche d'uso riferire a questo punto i parametri del secondo raggio a quelli del primo ponendo $\rho_1 = 1$, $\theta = 0$ e $\tau = 0$. Per alleggerire la notazione, poniamo anche $\rho_2 = \rho$, $\theta_2 = \theta$ e $\tau_2 = \tau$. Allora si ha

$$y(t) = x(t) + \rho e^{j\theta} \cdot x(t - \tau). \quad (33)$$

In ambito frequenziale, la (33) si trasforma in

$$Y(f) = X(f) (1 + \rho e^{j\theta} e^{-j2\pi f\tau}), \quad (34)$$

che dà luogo ad una *risposta in frequenza del canale*

$$H(f) = \mathcal{F}\{h(t)\} = \frac{Y(f)}{X(f)} = 1 - \rho e^{-j2\pi(f-f_N)\tau}, \quad (35)$$

dove $f_N = \frac{1}{2\tau} - \frac{\theta}{2\pi\tau}$ è chiamata *frequenza di notch* del canale. La risposta in ampiezza del canale è pertanto pari a

$$|H(f)| = \sqrt{1 + \rho^2 - 2\rho \cos(2\pi(f - f_N)\tau)}. \quad (36)$$

La Fig. 17 mostra l'andamento di $|H(f)|$ per alcuni valori di ρ , con $\tau = 1 \mu\text{s}$ ed una frequenza di notch $f_N = 0.25 \text{ MHz}$, ottenuta in corrispondenza di $\theta = \pi/2$. La risposta in ampiezza del canale $|H(f)|$ varia in funzione della frequenza oscillando tra i valori $1 - \rho$ e $1 + \rho$. Come è possibile verificare, la frequenza di notch

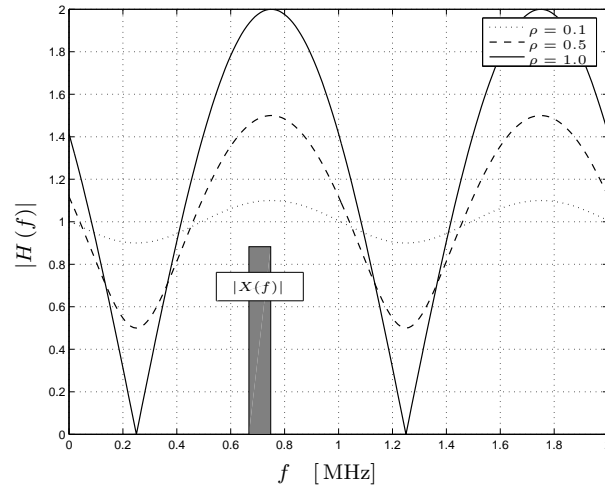


Figura 18: Condizione di canale non distortente in frequenza.

corrisponde al punto di massima attenuazione del canale, che si ripete ogni $1/\tau$, pari al periodo frequenziale della risposta in ampiezza.

Come si nota dalla Fig. 18, se la larghezza di banda B del segnale trasmesso $x(t)$, proporzionale alla symbol-rate R_s , è molto minore di $1/\tau$ (pari in questo esempio a 1 MHz), il comportamento del canale non è selettivo ma *piatto* e lo spettro del segnale subisce uguale attenuazione o amplificazione per tutte le sue componenti frequenziali.

Viceversa, se il segnale ha banda B confrontabile con $1/\tau$, come in Fig. 19, esso subisce notevoli distorsioni da parte del canale per effetto dei cammini multipli, in quanto esso ha un comportamento *selettivo in frequenza*.

Estendendo i risultati del canale a due raggi al *canale a N raggi*, le fluttuazioni frequenziali più veloci del canale hanno un periodo pari a $1/\Delta\tau$, dove $\Delta\tau \triangleq \tau_N - \tau_1$.

Sulla base delle considerazioni appena fatte, è possibile comprendere che, al variare del rapporto $1/\Delta\tau$, la risposta in ampiezza del canale si può considerare costante per intervalli frequenziali più o meno ampi. È dunque possibile definire una *banda di coerenza* B_c , entro la quale la risposta in ampiezza del canale può essere assunta pressoché piatta. La banda di coerenza B_c può essere individuata mediante la relazione

$$B_c \approx \frac{1}{\Delta\tau}. \quad (37)$$

Questo consente di definire quantitativamente il fading piatto o selettivo in frequenza. Infatti, per un segnale dati modulato con velocità di segnalazione $R_s = 1/T_s$, dove, come già detto, T_s è il tempo di simbolo, la banda occupata B è proporzionale a R_s . Di conseguenza, la condizione di *non selettività* del canale

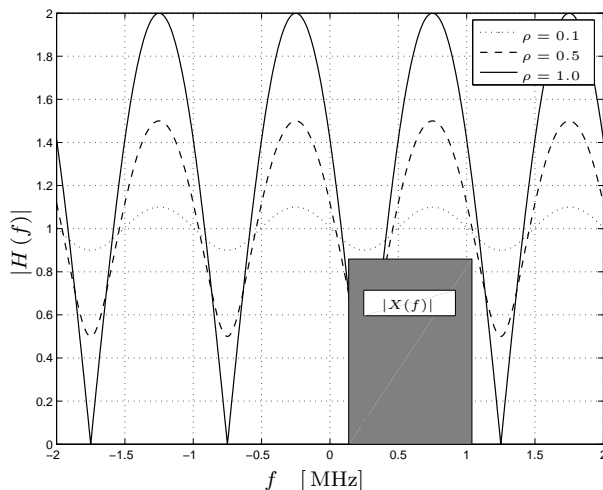


Figura 19: Condizione di canale distortente in frequenza.

si traduce nella condizione

$$B \ll B_c, \quad \text{ovvero} \quad T_s \gg \Delta\tau, \quad (38)$$

mentre nel caso di canale selettivo in frequenza ovviamente vale la condizione

$$B \approx B_c, \quad \text{ovvero} \quad T_s \approx \Delta\tau. \quad (39)$$

Per dare idea delle dimensioni delle grandezze in gioco, prendiamo in considerazione un ambiente collinare, a metà strada tra quello urbano e quello rurale. In questo caso $\Delta\tau \approx 10 \mu\text{s}$, per cui $B_c \approx 1/\Delta\tau \approx 100 \text{ kHz}$. Nelle trasmissioni GSM, la banda del segnale utile è pari a $B = 200 \text{ kHz}$, per cui $B \approx B_c$. In altre parole, il canale GSM è sicuramente selettivo in frequenza. Questo si traduce in una *distorsione lineare* del segnale trasmesso, che a sua volta genera *interferenza inter-simbolica* (inter symbol interference, ISI) al ricevitore, che deve essere opportunamente compensata per evitare una severa degradazione delle prestazioni del sistema. Le tecniche usate per la compensazione dell'ISI sono genericamente note come *tecniche di equalizzazione* (alcuni cenni saranno dati nella Sez. 4.5).

Occorre inoltre sottolineare che la descrizione fin qui adottata per il canale statico selettivo in frequenza è di tipo *deterministico* e quindi incapace di descrivere le variazioni statistiche dell'ambiente di propagazione che si incontrano considerando diversi casi specifici di collegamento trasmettitore-ricevitore, anche nella stessa tipologia di ambiente. Il modello di canale deterministico può essere convertito in un modello *statistico* che tiene conto della variabilità delle configurazioni dell'ambiente di propagazione. I modelli statistici che si applicano a ciascun raggio sono gli stessi già descritti nel caso di fading piatto.

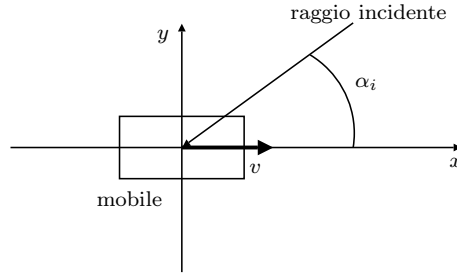


Figura 20: Modello cinematico del mobile.

Canali variabili nel tempo e piatti in frequenza

Nei sistemi radiomobili il canale di propagazione non è realmente statico, ma *variabili nel tempo* (*tempo-variante*), a causa del moto relativo tra trasmettitore e ricevitore, che si traduce in una continua evoluzione delle caratteristiche del mezzo di comunicazione. Il segnale ricevuto, a meno del contributo del rumore termico, è quindi espresso dalla (16), che riportiamo per convenienza di trattazione:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N(t)} \rho_i(t) e^{j\theta_i(t)} x(t - \tau_i(t)), \quad (40)$$

dove i parametri $N(t)$, $\{\rho_i(t)\}$, $\{\theta_i(t)\}$ e $\{\tau_i(t)\}$ variano casualmente nel tempo (in quanto p.a.). Nel caso di canali piatti (non-selettivi) in frequenza, come abbiamo visto nel caso statico, la varianza dei ritardi $\{\tau_i\}$ è piccola, ovvero

$$\tau_i(t) \cong \bar{\tau} \ll T_s, \quad \forall i. \quad (41)$$

Riprendendo i ragionamenti che hanno portato a (17)- (20), la (40) può essere semplificata come

$$y(t) = A(t) \cdot x(t - \bar{\tau}) \quad (42)$$

$$= \bar{\rho}(t) e^{j\bar{\theta}(t)} \cdot x(t - \bar{\tau}), \quad (43)$$

con ovvia notazione, ove $A(t)$, istante per istante, segue ancora la distribuzione statistica già discussa per il caso statico.

Resta da capire quali sono le caratteristiche temporali e spettrali del *processo di fading* $A(t)$ che va a moltiplicare il segnale ricevuto. Facciamo allora riferimento al *modello cinematico* del mobile, rappresentato in Fig. 20. Per semplicità, consideriamo il canale downlink (discorsi analoghi possono essere fatti per il canale uplink). Tale modello consiste nel considerare che sul ricevitore mobile incidano molti raggi propagatisi sul piano orizzontale, caratterizzati da angoli di arrivo casuali distribuiti su tutto l'orizzonte e da sfasamenti, indipendenti da raggio a

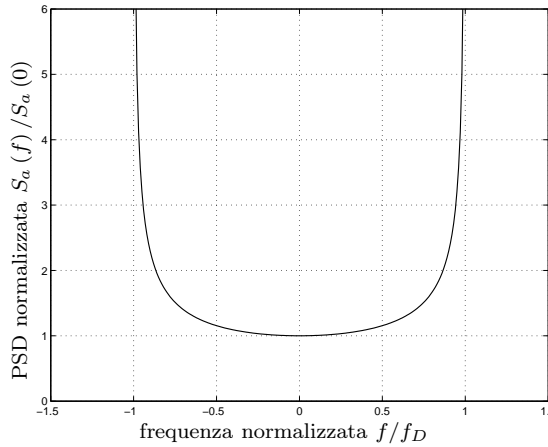


Figura 21: Modello di Clarke.

raggio, distribuiti uniformemente tra $-\pi$ e $+\pi$. Supponiamo che il ricevitore mobile si sposti lungo la direzione x del piano orizzontale (x, y) con velocità v .⁵ In Fig. 20 è rappresentato l' i -esimo raggio ricevuto dal terminale mobile sotto un'angolazione α_i rispetto alla sua direzione (l'asse x). A causa del cosiddetto *effetto Doppler*, il moto del veicolo causa sul segnale ricevuto uno "spostamento" frequenziale Δf_i rispetto alla frequenza portante f_0 , detto appunto *Doppler shift*, pari a

$$\Delta f_i = \frac{v}{c} \cdot f_0 \cdot \cos(\alpha_i). \quad (44)$$

È facile verificare che il massimo scostamento (in valore assoluto),

$$f_D \triangleq \max_{\alpha_i} |\Delta f_i| = \frac{v}{c} \cdot f_0, \quad (45)$$

si ha quando il raggio incide, rispetto alla direzione di movimento, con un angolo $\alpha_i = 0$ ($\Delta f_i = +f_D$), oppure quando $\alpha_i = \pi$ ($\Delta f_i = -f_D$). Tale frequenza, f_D , viene chiamata *Doppler spread*.

L'andamento temporale di $A(t)$ sarà allora dovuto ad una moltitudine di componenti, ciascuna alla frequenza Δf_i . Stiamo quindi pensando ad una "decomposizione" del segnale nel dominio di Fourier secondo molte componenti. Utilizzando il modello cinematico appena descritto, è possibile dimostrare che la densità spettrale di potenza (power spectral density, PSD)⁶ del p.a. $A(t)$, indicata con

⁵In generale, occorre considerare la velocità relativa tra il trasmettitore ed il ricevitore. Nel caso di una rete cellulare, poiché la BTS è fissa, basta considerare la velocità del mobile

⁶La PSD è una rappresentazione in frequenza delle proprietà statistiche di un processo, utile per identificare e caratterizzare le proprietà del processo stesso.

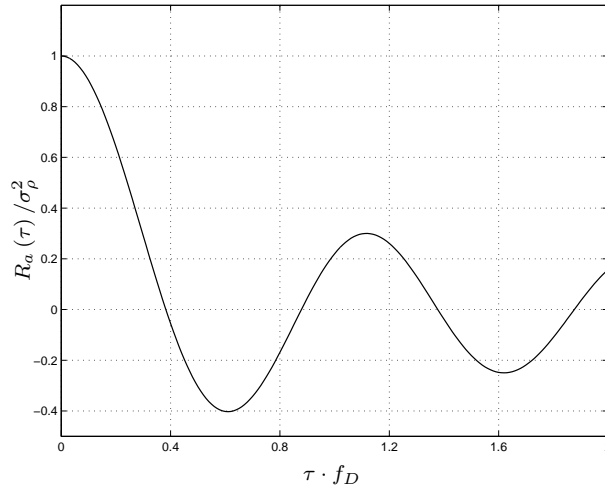


Figura 22: Andamento della funzione di autocorrelazione di $a(t)$.

$S_a(f)$, può essere espressa dal cosiddetto *modello di Clarke* (anche detto *modello di Jakes*), in cui

$$S_a(f) = \frac{\sigma_\rho^2}{2\pi f_D} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_D)^2}}, \quad (46)$$

dove, come già detto, σ_ρ^2 rappresenta la potenza complessiva di $A(t) = \bar{\rho}(t) e^{j\theta(t)}$. La Fig. 21 riporta l'andamento di $S_a(f)$, normalizzato rispetto al valore $S_a(0)$. In generale, quando il moto del ricevitore non è rettilineo uniforme, la forma di $S_a(f)$ è diversa dalla (46), ma resta comunque di tipo passa-basso con una banda pari a f_D .

La PSD di un processo altro non è che la trasformata di Fourier della sua funzione di autocorrelazione, che misura il grado di somiglianza del processo con le sue repliche ritardate nel tempo. In altre parole, fornisce una misura dell'intervallo temporale entro il quale il processo si può considerare costante. In termini matematici, la funzione di autocorrelazione $R_a(\tau)$ è definita come

$$R_a(\tau) = \mathcal{F}^{-1} \{S_a(f)\} = \mathbb{E} \{A(t) \cdot A(t + \tau)\}, \quad (47)$$

dove $\mathbb{E}\{\cdot\}$ rappresenta l'operatore di media statistica.

In Fig. 22 è riportato l'andamento di $R_a(\tau)$ per il modello di Clarke. Come è possibile vedere, il primo nullo si ha in corrispondenza di $\tau \cong 0.4/f_D$. Questo significa che, per intervalli di tempo molto minori di $\tau \cong 0.4/f_D$, ad esempio $\tau = T_c = 0.1/f_D$, il canale non varia apprezzabilmente, in quanto $R_a(\tau) \cong R_a(0)$. Questo fatto permette di capire se il fading è statico o variabile nel dominio del tempo. Infatti, è possibile identificare il *tempo di coerenza* T_c di un canale,

che misura l'intervallo di tempo in cui il canale può essere considerato pressoché costante e che è naturalmente legato in maniera inversa al Doppler spread f_D :

$$T_c \cong \frac{1}{10f_D} = \frac{0.1}{f_D}. \quad (48)$$

Utilizzando il concetto di tempo di coerenza, è possibile individuare le condizioni nelle quali un canale si può considerare tempo-variante rispetto ad un segnale dato. In particolare, se il tempo di simbolo T_s è molto minore del tempo di coerenza T_c , significa che durante la trasmissione di un simbolo il canale può essere considerato statico. In altre parole, se si verifica la condizione

$$T_s \ll T_c, \quad \text{ovvero} \quad B \gg f_D, \quad (49)$$

il canale può essere considerato statico (tempo-invariante).⁷ Viceversa, se

$$T_s \cong T_c, \quad \text{ovvero} \quad B \cong f_D, \quad (50)$$

il canale deve essere considerato tempo-variante, in quanto le sue proprietà variano durante il tempo di simbolo T_s .

Nel caso del segnale GSM, come si vedrà meglio nella Sez. 4.3, la portante è pari a $f_0 = 900$ MHz, la durata di un simbolo è pari a $T_s \cong 3.69 \mu\text{s}$, e la durata di uno slot è pari a circa $577 \mu\text{s}$. Supponiamo che il terminale si muova lentamente, ad esempio a $v = 36$ mk/h = 10 m/s. In questo caso, $f_D = 30$ Hz, da cui ne deriva che $T_s \ll T_c \cong 3.3$ ms. Di conseguenza, per la (49), il canale può essere considerato statico. Se però il terminale si muove molto velocemente, ad esempio a $v = 120$ mk/h = 33.3 m/s, $f_D = 100$ Hz e $T_c \cong 1$ ms. Ancora una volta, $T_s \ll T_c$, per cui il canale non varia sensibilmente da simbolo a simbolo. Stavolta, però, T_c diventa confrontabile con il tempo di slot. In altre parole, sebbene all'interno dello stesso slot le proprietà del canale si possano considerare pressoché costanti, da slot a slot tali proprietà variano. Il canale diventa quindi moderatamente tempo-variante. Per questo motivo, come vedremo meglio nel dettaglio in Sez. 4.3, dovranno essere prese delle contromisure per contrastare la variabilità del canale [3].

Canali variabili nel tempo e selettivi in frequenza

Il caso di canale selettivo sia nel tempo che nella frequenza è il caso più complesso e difficile da trattare analiticamente. Occorrono infatti dei modelli per $N(t)$, $\{\rho_i(t)\}$, $\{\theta_i(t)\}$ e $\{\tau_i(t)\}$ che siano validi per ogni istante. Questo non è ovviamente possibile ed inoltre non ha nemmeno molto significato. Bisogna piuttosto

⁷Si noti che la seconda parte della (49) deriva dal fatto che la banda B è proporzionale all'inverso del tempo di segnalazione T_s .

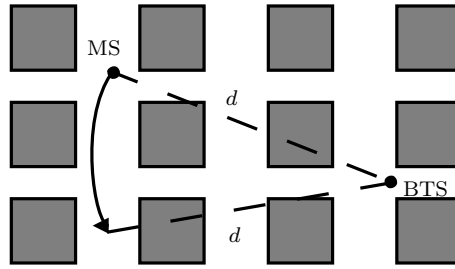


Figura 23: Traiettoria circolare del mobile in ambiente urbano.

pensare a scenari precisi, invece che a modelli medi. L'approccio migliore è quindi di tipo pragmatico, che consiste nell'individuare casi specifici significativi.

È consuetudine a livello mondiale fare uso di tre modelli di scenario standard:

- ▶ typical urban (TU);
- ▶ hilly terrain (HT);
- ▶ rural area (RA).

Questi modelli sono in genere accompagnati dalla velocità del mobile di riferimento: ad esempio, il modello TU50 prevede ambiente urbano con velocità del mobile pari a $v = 50$ km/h. La scelta del particolare scenario implica l'uso di particolari modelli per i parametri $N(t)$, $\{\rho_i(t)\}$, $\{\theta_i(t)\}$ e $\{\tau_i(t)\}$, come vedremo meglio in Sez. 4.4.

2.2 Modelli di fading a larga scala

In questa sezione illustreremo brevemente i concetti alla base dei modelli di fading a larga scala. In particolare, la descrizione è suddivisa nel modello che caratterizza la variazione della potenza ricevuta a causa di movimenti a distanza costante tra MS e BTS, e nel modello che descrive le fluttuazioni causate dal movimento di avvicinamento/allontanamento del terminale mobile rispetto alla BTS.

Andamento della potenza media ricevuta a distanza costante tra stazione base e terminale mobile

Supponiamo che il mobile si stia muovendo all'interno della cella in un ambiente urbano omogeneo mantenendo una distanza d rispetto alla BTS di riferimento costante (Fig. 23).

Se andiamo a misurare la potenza media ricevuta $P_R(d)$ in funzione della distanza d , sperimentalmente si trova che essa è distribuita come una v.a. log-normale.

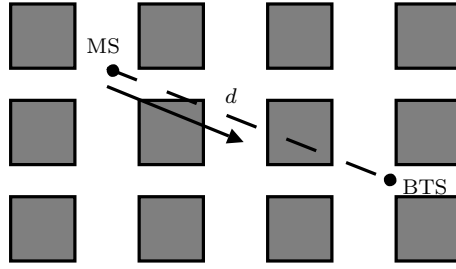


Figura 24: Traiettoria circolare del mobile in ambiente urbano.

In altre parole, il suo logaritmo,

$$\gamma(d) \triangleq 10 \log_{10} P_R(d), \quad (51)$$

ha una distribuzione normale (gaussiana). Formalmente, $\gamma(d) \sim \mathcal{N}(\bar{\gamma}(d), \sigma_\gamma^2)$, dove il valor medio $\bar{\gamma}(d)$ è funzione della distanza e del particolare ambiente considerato, mentre la varianza σ_γ^2 si considera dipendente esclusivamente dall'ambiente considerato (e non dalla distanza d).

Andamento della potenza media ricevuta a distanza variabile tra stazione base e terminale mobile

Nel caso in cui il mobile si stia muovendo lungo una traiettoria radiale all'interno della cella (Fig. 24), e quindi stia variando la sua distanza d rispetto alla BTS, occorre adottare un ulteriore modello per descrivere la variazione della potenza media ricevuta $P_R(d)$.

Un modello ampiamente usato per descrivere questo fenomeno è il seguente:

$$P_R(d) = \begin{cases} L(d) \cdot P_T = \chi' \cdot d^{-2}, & \text{per } d \leq d_0, \\ \chi \cdot d^{-n} = \chi' \cdot d_0^{n-2} \cdot d^{-n}, & \text{per } d \geq d_0, \end{cases} \quad (52)$$

dove $L(d)$ è definito come in (14), da cui è possibile ricavare

$$\chi' = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2; \quad (53)$$

d_0 è la cosiddetta *distanza di riferimento* del modello, prima della quale la propagazione è supposta avvenire in spazio libero, ed oltre la quale il segnale è attenuato al variare della distanza secondo l'esponente n , detto *path loss exponent*; e il fattore χ può essere calcolato imponendo la continuità di $P_R(d)$ in $d = d_0$:

$$\chi = \chi' \cdot d_0^{n-2}. \quad (54)$$

Al fine di derivare dei modelli che descrivano in maniera fedele la realtà, occorrono campagne intensive di misurazione per determinare (per via numerica, mediante operazioni di media statistica) i valori di d_0 e n . Naturalmente, è ovvio che ambienti urbani diversi danno luogo a risultati diversi. Generalmente, si adottano i seguenti valori:

- ▶ nel caso di d_0 , è consuetudine fissare $d_0 = 100$ m nel caso di ambienti TU, e $d_0 = 1$ km nel caso di ambienti HT e RA.
- ▶ nel caso di n , diversi esperimenti, condotti per lo più in città tedesche, hanno evidenziato che n può variare tra 2.7 e 3.5 nel caso di ambiente urbano con orizzonte piuttosto libero, e può aumentare fino a 5 nel caso in cui il canale (sempre in ambito urbano) risulti essere particolarmente ostruito.

3 Cenni storici

3.1 La diffusione dei sistemi cellulari nel mondo

La prima generazione di reti cellulari per comunicazioni radiomobile (1G) nasce all'inizio degli anni '80. Si tratta di sistemi *analogici* full duplex (frequency division duplex, FDD) a modulazione di frequenza (frequency modulation, FM), che utilizzano una tecnica a *commutazione di circuito* ed un accesso multiplo di tipo FDMA. I principali sono:

- ▶ Advanced Mobile Phone System (AMPS), nato negli Stati Uniti;
- ▶ Total Access Communication System (TACS), nato in Inghilterra e utilizzato in tutta Europa, Italia inclusa, ed anche in Giappone;
- ▶ Nordic Mobile Telephone System (NMT), sviluppato nei paesi del nord Europa.

A partire dagli anni '90, iniziano a diffondersi nel mondo i sistemi di seconda generazione (2G), basati su tecnologia *digitale*, con una tecnologia di accesso multiplo mista TDMA/FDMA e commutazione di circuito. Gli standard principali sono:

- ▶ Pacific Digital Cellular (PDC), sviluppato in Giappone;
- ▶ Interim Standard 54 (IS-54), detto anche United States Digital Cellular (USDC), diffuso negli Stati Uniti;
- ▶ Interim Standard 95 (IS-95), sviluppato negli Stati Uniti, che introduce il code division multiple access (CDMA).
- ▶ Global System for Mobile communications (GSM), nato in Europa e diffuso anche in molti paesi asiatici ed in Australia.

Tra la fine degli anni '90 e l'inizio del 2000, per venire incontro alla crescente richiesta di servizi seguita all'enorme successo dei sistemi di seconda generazione, sono stati introdotti dei nuovi standard, basati sulla *commutazione di pacchetto*. In particolare, in Europa abbiamo:

- ▶ General Packet Radio Service (GPRS), appartenente alla cosiddetta generazione 2.5G, nato come in Europa come estensione del GSM e diffuso nel resto del mondo;
- ▶ Enhanced Data rates for GSM Evolution (EDGE), detto anche Enhanced GPRS (EGPRS), appartenente alla cosiddetta generazione 2.75G, nato, come indica il nome, come un'evoluzione dello standard GPRS per supportare maggiori velocità di trasmissione dati ed una affidabilità più alta;

Successivamente, con la terza generazione (3G), si è tentato, senza successo, di realizzare un unico standard mondiale. Ad oggi, esistono almeno due standard principali, entrambi caratterizzati da una tecnica di accesso multiplo che fa uso, oltre che di TDMA/FDMA, anche di CDMA, e con commutazione sia a circuito che a pacchetto:

- ▶ cdma2000, sviluppato negli USA come estensione dell'IS-95 e, per questo motivo, detto anche 3G IS-95;
- ▶ Universal Mobile Telecommunication System (UMTS), utilizzato in Europa e Giappone.

A causa del relativamente scarso successo dei sistemi 3G, sono attualmente in corso dei tentativi di standardizzazione per una futura generazione di reti cellulari (4G), che annoverano tra le possibili soluzioni tecnologiche, l'impiego di orthogonal frequency division multiple access (OFDMA), multiple input multiple output (MIMO) e codifiche turbo. Della generazione 3.5G, al momento fanno parte i progetti UMTS-LTE (Long Term Evolution) e Ultra Mobile Broadband (UMB), estensione del cdma2000.

3.2 La diffusione dei sistemi cellulari in Italia

Per quanto riguarda l'Italia, la storia della telefonia mobile può essere riassunta in alcune date significative:

- ▶ nel 1973 viene istituito il servizio Radio Telefono Mobile Integrato (RTMI), sistema non cellulare con portanti intorno a 160 MHz e modulazione FM;
- ▶ nel 1985 l'RTMI viene soppiantato dal Radio Telephone Mobile System (RTMS), sistema cellulare operante a 450 MHz, con modulazione FM e passo di canalizzazione 25 kHz;
- ▶ nel 1990 viene introdotto il sistema TACS, con portanti intorno a 900 MHz, modulazione FM e passo di canalizzazione 25 kHz;
- ▶ nell'ottobre 1992 entra in funzione il sistema cellulare numerico di seconda generazione GSM, con portanti intorno a 900 MHz, modulazione Gaussian-filtered minimum shift keying (GMSK) e passo di canalizzazione 200 kHz;
- ▶ nel 1998, è stato introdotto il DCS-1800 (Digital Cellular System), con caratteristiche simili al GSM, ma con portanti intorno ai 1800 MHz;
- ▶ nel 2000, viene reso disponibile lo standard GPRS;

- ▶ nel 2003, alcuni gestori di telefonia mobile cominciano ad adeguare la propria rete per supportare il sistema EDGE;
- ▶ nel 2003 entra anche in funzione la rete UMTS, con portante intorno ai 2 GHz, modulazione quadrature phase shift keying (QPSK), passo di canalizzazione 5 MHz ed uso della tecnica di accesso multiplo mista TDMA/FDMA/CDMA.

4 Lo standard GSM

Il GSM è stato ideato grazie ad uno sforzo della Comunità Europea. Nel 1982, infatti, la Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications (CEPT) costituì un gruppo, il Group Special Mobile (GSM), per dar vita ad un sistema di telecomunicazioni. Il gruppo, in collaborazione con l'European Telecommunications Standards Institute (ETSI) pubblica nel 1990 le specifiche dello standard GSM, che descrivono nei minimi dettagli la gestione della rete GSM [5].

Il GSM presenta caratteristiche superiori ai sistemi che lo hanno preceduto per quanto riguarda la densità geografiche di utenze. Inoltre, l'introduzione della tecnologia digitale nel GSM consente l'attivazione di nuovi servizi non previsti dal TACS, quali, tra gli altri, la trasmissione dati, il fax digitale, la posta elettronica, il trasferimento di chiamata, la teleconferenza ed il servizio short message service (SMS).

4.1 Architettura ed organizzazione della rete GSM

La rete cellulare GSM si compone sostanzialmente di tre sezioni (Fig. 25):

- ▶ mobile station subsystem (MSS);
- ▶ base station subsystem (BSS);
- ▶ network and switching subsystem (NSS).

Mobile station subsystem (MSS)

Il *mobile station subsystem* (MSS), ovvero il terminale mobile, è collegato attraverso una interfaccia radio al resto della rete. L'MSS è costituita da:

- ▶ mobile equipment (ME), ovvero la parte hardware del terminale, che comprende il front-end a radiofrequenza, la parte di elaborazione in banda base e l'interfaccia con l'utente (man-machine interface, MMI). All'interno dell'ME è racchiuso un numero, l'international mobile equipment identity (IMEI), che è il numero identificativo del telefono. Non esistono infatti legalmente due terminali mobili con lo stesso IMEI.
- ▶ subscriber identity module (SIM), che identifica l'abbonato al servizio e contiene un certo numero di dati:
 - il mobile station international subscriber directory number (MS-ISDN), ovvero il numero di telefono;

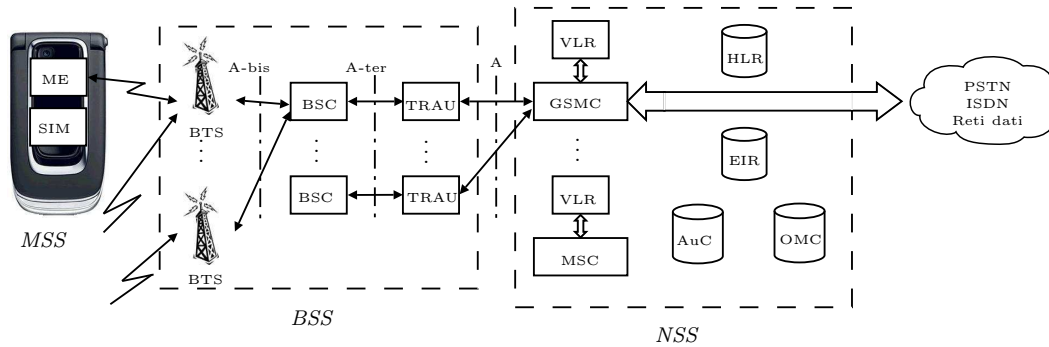


Figura 25: Architettura della rete cellulare GSM.

- l'international mobile subscriber identity (IMSI), che è un numero che identifica un particolare utente di un dato operatore in un certo Stato (necessario in quanto lo stesso numero di telefono può appartenere a più utenti);
- una certa memoria per i dati;
- una chiave segreta per l'autenticazione del chiamante, che può essere usata anche per la cifratura dei dati da trasmettere.

Base station subsystem (BSS)

Il *base station subsystem* (BSS) è costituito da:

- ▶ la base transceiver station (BTS), che contiene le antenne, i modem e gli amplificatori per le trasmissioni;
- ▶ il base station controller (BSC), che gestisce i canali radio da e verso gli utenti mobili, stabilisce la legge di frequency hopping, interviene nelle procedure di handoff *all'interno* di una stessa cella (quando il canale in uso è di scarsa qualità oppure se la BTS intende bilanciare il carico di utenti su più portanti) o tra celle adiacenti *controllate sempre dallo stesso BSC*⁸ (Fig. 25);
- ▶ il transcoding and rate adaptation unit (TRAU), che ha il compito di tradurre la codifica regular pulse excitation - long term prediction (RPE-LTP) (bitrate pari a 13 kbps) in pulse code modulation (PCM) (bitrate pari a 64 kbps), in

⁸Nel GSM l'handoff è gestito dall'utente mobile tramite mobile assisted handover (MAHO), dove l'utente misura la qualità del segnale proveniente dalla cella corrente e da quelle vicine, la comunica alla BTS, che la gira alla BSC. Esiste ovviamente anche un handover esterno, cioè tra celle controllate da BSC differenti, che viene gestito tipicamente da centrali di commutazione appartenenti al NSS.

modo da renderla adatta alla trasmissione sulla rete fissa. Il TRAU ha anche il compito di adattare le velocità dei due flussi per la trasmissione sulle due reti (mobile e fissa), che avviene attraverso l'*interfaccia A-ter*. Sebbene funzionalmente i TRAU appartengano alla BSS, come mostra la Fig. 25, la loro disposizione fisica è vicino alle stazioni mobile switching center (MSC); in questo modo è possibile utilizzare un link con capacità minore, dal momento che il flusso dati è più lento.

Le comunicazioni tra BTS e BSC avvengono via fibra o via ponte radio (flussi tipicamente a 2 Mbps, con protocolli signaling system 7 (SS7), come il link access protocol on data (LAPD), attraverso l'*interfaccia A-bis*).

Networking and switching subsystem (NSS)

Il *networking and switching subsystem (NSS)* è connesso attraverso la cosiddetta *interfaccia A*, che lavora secondo il protocollo mobile application protocol (MAP) integrated services digital network (ISDN) alla BSS. I principali componenti della NSS sono:

- ▶ il (gateway) mobile switching center, (G)MSC: non tutte le centrali sono gateway, ovvero centrali attraverso le quali si accede dal mondo esterno alla rete mobile e viceversa. Le MSC sono centrali di commutazione vere e proprie, collegate tra loro tramite una rete interna. Le GMSC, oltre che alla rete fissa, possono essere collegate alle GMSC di altri gestori GSM.
- ▶ il visitor location register (VLR). Ogni centrale di commutazione contiene un database, il VLR, che contiene i dati degli utenti mobili che cadono sotto il controllo del (G)MSC. In particolare contiene:
 - l'MS-ISDN e l'IMSI degli utenti controllati dalla MSC;
 - il temporary mobile subscriber identity (TMSI), che è un alias dell'IMSI utilizzato per motivi di sicurezza. Quando un utente accende il suo terminale mobile, comunica l'IMSI alla rete per il riconoscimento; questo è l'unico momento in cui viene comunicato l'IMSI: da questo punto in poi viene sostituito dal TMSI;
 - i servizi abilitati all'utente;
 - la location area (LA), che è un sottoinsieme delle celle controllate dalla MSC. Quando un utente è inattivo (in standby o idle) ma ha il terminale acceso, la sua posizione nella rete è conosciuta all'interno di una LA. In questo modo, se arriva una chiamata, questa viene inoltrata all'utente da tutte le BTS delle celle che formano la LA. In questo modo si evita di

dover seguire gli spostamenti dell'utente cella per cella anche se inattivo. Ovviamente se la LA è molto grande si risparmia il numero di handoff da compiere, ma si ha spreco di risorsa radio nel momento in cui va inoltrata la chiamata.

- ▶ l'home location register (HLR), dove vengono memorizzati i dati relativi a tutti gli abbonati di un certo operatore. In particolare, l'HLR contiene l'MS-ISDN, l'IMSI, i servizi abilitati e la posizione corrente dell'utente, ovvero l'indirizzo SS7 della coppia MSC/VLR che sta servendo il mobile. Se il terminale dell'utente è spento il database contiene un detach, si evita così di avviare inutilmente la procedura di chiamata, occupando inutilmente la rete di controllo, e si invia al chiamante il messaggio di non raggiungibilità dell'utente;
- ▶ l'equipment identity register (EIR), che contiene tutti i dati IMEI. Inizialmente, per motivi di sicurezza, si era deciso di creare un unico EIR cui potessero fruire tutti i gestori. In realtà, attualmente ogni operatore ha il suo registro;
- ▶ l'authentication center (AuC), database attivo che contiene le parole chiave memorizzate nelle SIM e che entra in gioco ogni volta che l'utente richiede una risorsa. Per esempio, se una MS vuole effettuare una chiamata, l'AuC fa un check sulla autenticità della richiesta e invia alla SIM una parola casuale che viene elaborata con la parola chiave. La SIM ritrasmette la parola chiave elaborata all'AuC che, nel frattempo, ha eseguito la stessa operazione; se le due parole coincidono allora l'utente è validato. Altra funzione è quella di gestire la cifratura dei dati;
- ▶ l'operational and maintenance center (OMC), con scopi di supervisione, controllo avarie, tariffazione, ecc.

Procedure di chiamate in ingresso ed in uscita

Quando un abbonato delle rete fissa effettua una chiamata ad una MS della rete GSM componendo il prefisso corrispondente, la segnalazione giunge al GMSC della rete GSM in questione. Il GMSC interroga l'HLR, il quale provvede ad instradare la chiamata all'MSC competente (identificato dai dati presenti nei database HLR e VLR) e da questo al BSC dipendente. Quest'ultimo è collegato alle sue BTS attraverso linee dedicate ed effettua la chiamata irradiandola simultaneamente da tutte le BTS. L'utente in ascolto riconosce la chiamata, risponde su un canale dedicato in una particolare cella ed attraverso una procedura particolare di scambio

di informazioni e di autenticazione con il BSC ottiene l'assegnazione del canale full-duplex di una cella, sul quale ha poi luogo la conversazione.

Viceversa, una chiamata proveniente da un MS viene recepita dalla BTS che copre la cella nella quale si trova la MS. La BTS stessa, attraverso il BSC competente, instrada la chiamata all'MSC, il quale interroga i database HLR e VLR per autenticare l'utente e verificare i servizi a sua disposizione. Nel caso in cui le operazioni di verifica si siano concluse positivamente, da una parte l'MSC contatta il BSC di competenza, che provvede all'assegnazione del canale fisico tra la MS e la rete fissa, e dall'altra vengono coinvolti il GMSC, per l'interfacciamento con la rete fissa, ed i vari database per le operazioni di gestione e di controllo (tra cui la tariffazione).

Infine, nel caso di chiamata da una MS ad un'altra MS all'interno della rete cellulare GSM, la chiamata viene recepita dalla BTS che copre la cella nella quale si trova la MS di partenza, come nel caso di chiamata da rete cellulare a rete fissa. Dalla BTS, attraverso il BSC competente e l'MSC della service area in cui si trova la MS di partenza, la chiamata arriva all'MSC di destinazione (che potrebbe benissimo essere quello di partenza nel caso in cui le due MS si trovino nella stessa area di servizio), attraverso la consultazione dei registri HLR e VLR. Da qui la chiamata è instradata al BSC subordinato e poi irradiata simultaneamente da tutte le BTS da esso dipendenti.

4.2 Il segnale GSM

Come è possibile vedere in Fig. 26, il GSM utilizza due bande di 25 MHz: quella che va da 890 a 915 MHz è usata per le trasmissioni in uplink (\uparrow), mentre quella che va da 935 a 960 MHz è utilizzata per le trasmissioni in downlink (\downarrow). Tali bande sono state in seguito ampliate a 35 MHz, dando luogo al cosiddetto extended GSM (EGSM), che usa i range 880 ÷ 915 MHz (uplink) e 925 ÷ 960 MHz (downlink). L'evoluzione successiva è stata lo standard DCS-1800, che, con le stesse specifiche del GSM, utilizza due bande da 75 MHz nell'intorno dei 1800 MHz, dando luogo al cosiddetto sistema GSM *dual band*: per la precisione, vengono usate le frequenze 1710 ÷ 1785 MHz per l'uplink e 1805 ÷ 1880 MHz per il downlink. L'ampiezza di banda maggiore permette di aumentare il numero massimo di utenti per ogni cella, mentre le frequenze di lavoro più alte hanno il vantaggio di riuscire a penetrare meglio all'interno degli edifici. Negli Stati Uniti sono state riservate due bande da 60 MHz nell'intorno dei 1900 MHz. Questa variante del GSM, detta PCS-1900, utilizza i range 1850 ÷ 1910 MHz per l'uplink e 1930 ÷ 1990 MHz per il downlink.

Per il duplexing, il GSM usa quindi la divisione di frequenza (frequency division duplex, FDD). Per consentire l'accesso multiplo, impiega invece una combinazione

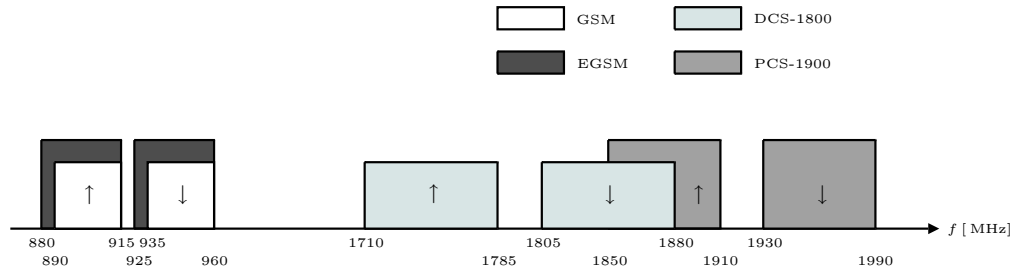


Figura 26: Occupazione in banda degli standard di telefonia mobile 2G.

delle tecniche FDMA e TDMA. Le due bande disponibili sono divise in sottobande di 200 kHz ciascuna: in questo modo, i 25 MHz di banda consentono un numero nominale di portanti pari a 125. In realtà se ne usano solo 124, per la presenza di due bande di guardia di 100 kHz all'inizio ed alla fine dello spettro. Ogni sottobanda viene utilizzata a divisione di tempo con 8 slot per trama. Di conseguenza, nel caso GSM, il numero di canali a disposizione è pari a $124 \times 8 = 992$.⁹ Ogni canale è specificato dal numero della portante, detto absolute radio frequency channel number (ARFCN), e dal numero di slot, TS_n , (time slot number), con $0 \leq n \leq 7$. L'ARFCN in realtà identifica una coppia di portanti, una nella banda di uplink e l'altra in quella di downlink, che, secondo lo standard, sono separate da 45 MHz. Questo valore è detto *passo di duplice* e rappresenta la distanza tra il canale usato in uplink e quello usato in downlink dallo stesso utente. Conoscendo la portante utilizzata da un certo utente in uplink, è quindi automatico conoscere anche la portante del canale in downlink (e viceversa). Nel DCS-1800 la distanza di duplice è di 95 MHz, mentre nel PCS-1900 è di 80 MHz. In certe reti, poiché possono esserci portanti soggette a notevoli attenuazioni per la presenza di notch nella risposta in frequenza del canale, si utilizza la tecnica del *frequency hopping* (FH). Questa consiste nel variare la frequenza portante da una trama all'altra, in questo modo, i canali corrispondenti ad un certo ARFCN subiranno l'attenuazione del notch solo per una frazione del tempo totale di trasmissione, riducendo in questo modo la probabilità d'errore totale (bit error rate, BER).¹⁰

La modulazione usata in trasmissione è la Gaussian-filtered minimum shift keying (GMSK), modulazione d'angolo simile ad una frequency shift keying (FSK) binaria a fase continua. Il principale vantaggio di questo sistema è la compattezza spettrale, ($B = 200$ kHz), a fronte di una velocità di segnalazione di 270 kbaud, che

⁹Analoghi calcoli possono essere effettuati per gli altri sistemi, vale a dire EGMS, DCS-1800 e PCS-1900.

¹⁰Un valore tipico per il FH nel GSM è 217 salti di frequenza (*hops*) al secondo.

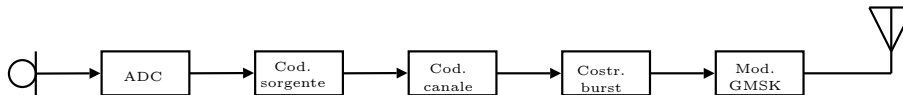


Figura 27: Schema a blocchi del trasmettitore GSM.

comporta una efficienza spettrale lorda maggiore di 1 baud/Hz ed una maggiore robustezza nei confronti della selettività in frequenza. Altro notevole vantaggio è costituito dall'involuppo costante della modulazione, che garantisce una scarsa sensibilità alle distorsioni introdotte dagli amplificatori di potenza; questo permette l'adozione di stadi finali più efficienti, in particolare nei terminali mobili, dove l'energia a disposizione è limitata. Infine, altre caratteristiche non trascurabili sono la semplicità realizzativa, sia per quanto riguarda il trasmettitore, sia per quanto riguarda il ricevitore, che può utilizzare una struttura lineare.

Nei sistemi GSM viene utilizzata pesantemente la codifica, sia di sorgente che di canale. La codifica di sorgente permette di ridurre il bitrate. Per la compressione del segnale vocale si usa la codifica regular pulse excitation-long term prediction (RPE-LTP), che permette di avere un bitrate di 13 kbps (codifica vocale full-rate dello standard GSM).¹¹ È importante notare come il bitrate sia ridotto quasi di un fattore 5 rispetto ai 64 kbps della codifica pulse code modulation (PCM) classica. La codifica di canale, invece, è utile per proteggere il segnale trasmesso dagli effetti del rumore e delle distorsioni introdotte dal canale. Nel GSM si adotta una codifica forward error correction (FEC), sfruttando codici a blocco e codici convoluzionali.

4.3 Caratteristiche del trasmettitore

In Fig. 27 è riportato lo schema a blocchi del trasmettitore GSM. Come è possibile vedere, il segnale vocale, convertito nel dominio digitale mediante un analog-to-digital converter (ADC), viene elaborato prima mediante codifica di sorgente e quindi mediante codifica di canale. A questo punto, viene costruito il burst, nel quale vengono inseriti i bit di overhead, ed il segnale digitale viene inviato ad un modulatore GMSK (che lo riporta nel dominio analogico e lo trasla a radiofrequenza, adatto quindi per essere inviato all'antenna sull'interfaccia radio). Nel corso di questa sezione, verranno brevemente illustrati i vari blocchi.

¹¹In realtà, è possibile implementare un secondo tipo di codificatore, half-rate, che permette di avere un flusso dati a 6.5 kbps.

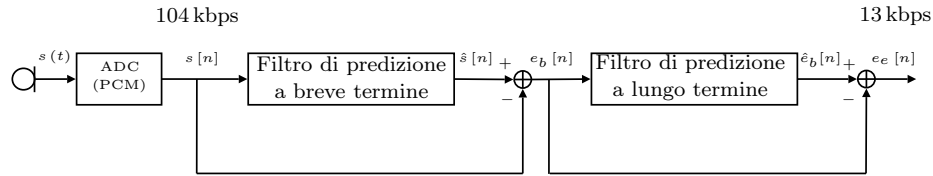


Figura 28: Schema di principio del codificatore di sorgente RPE-LTP.

Codifica di sorgente

La codifica di sorgente serve a ridurre la ridondanza intrinseca della sorgente. Nel GSM si utilizza un *vocoder* (termine nato dalla contrazione delle parole *voice* e *encoder*), la cui funzione è quella di ridurre il bitrate necessario per rappresentare il segnale vocale.

Il vocoder GSM standard è rappresentato dal vocoder full-rate (FR), che comprime il flusso vocale fino a 13 kbps. La codifica FR adotta l'algoritmo RPE-LTP, il cui schema di principio è riportato in Fig. 28.

Il segnale $s(t)$ è la voce in banda base (300 ÷ 3400 Hz), che viene digitalizzata attraverso un codificatore PCM ad 8 ksample/s e 13 bit/sample. Di conseguenza la sequenza $s[n]$ ha un bitrate di $8 \times 13 = 104$ kbps, gran parte dei quali sono ridondanti e fortemente correlati. Si può quindi cercare di prevedere il valore del campione successivo sulla conoscenza dei precedenti e trasmettere la differenza tra la predizione ed il valore vero. Questo è quello che fa il *filtro di predizione a breve termine*, che divide $s[n]$ in blocchi di 160 campioni (della durata di 20 ms), ulteriormente suddivisi in 4 sottoblocchi di 40 campioni (della durata di 5 ms), e sceglie i coefficienti del filtro finite impulse response (FIR) in modo da minimizzare l'errore quadratico medio tra $s[n]$ ed $\hat{s}[n]$.¹² In questo modo si può trasmettere $e_b[n]$, pari alla differenza tra i due valori, insieme ai valori dei coefficienti del filtro. In ricezione, tramite un filtro inverso, si potrà ricostruire la sequenza di partenza. Questo sistema non è di per sé particolarmente efficiente: tuttavia si è notato che in $e_b[n]$ sono presenti componenti quasi periodiche, dovute ad esempio alla pronuncia di vocali. Questa ridondanza può essere ulteriormente ridotta utilizzando uno *stadio di predizione a lungo termine*, che stima ampiezza e periodo di queste armoniche. Dal predittore a lungo termine esce la sequenza $\{e_e[n]\}$, che corrisponde a 260 bit ogni 20 ms, per un bitrate complessivo di 13 kbps.

¹²La ragione per cui esiste un filtro in fase di trasmissione per la ricostruzione del campione $\hat{s}[n]$ risiede nel fatto che, a causa della quantizzazione, ad un certo punto la semplice differenza tra i campioni $s[n]$ non minimizzerebbe l'errore quadratico medio.

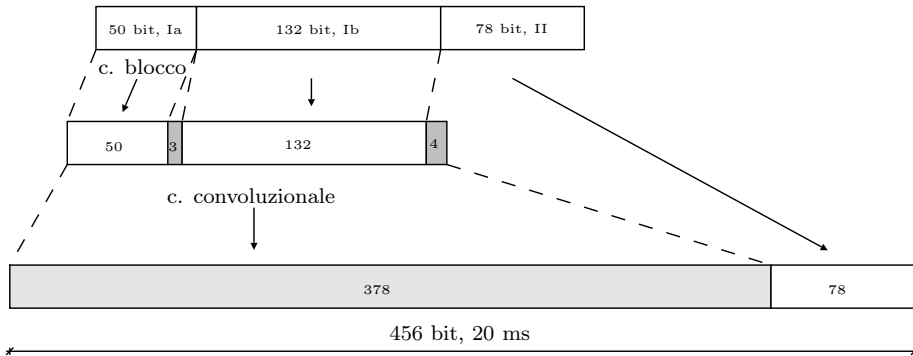


Figura 29: Schema delle codifiche di canale implementate sulle tre classi di bit previste nel sistema GSM.



Figura 30: Schema di interleaving a blocchi delle trame GSM.

Codifica di canale

Per ridurre la probabilità di errore in ricezione, e dunque aumentare le prestazioni del sistema, i 260 campioni in uscita dal codificatore di sorgente subiscono una codifica di canale. In particolare, i bit vengono distinti in tre classi, sulla base dell'importanza che essi hanno per l'intelligibilità all'orecchio umano in fase di ricezione. Sulle tre classi vengono applicate codifiche per la protezione da errori differenti:

1. classe Ia, costituita da 50 bit, sui quali si effettua sia una codifica a blocco che una codifica convoluzionale;
2. classe Ib, costituita da 132 bit, sui quali si esegue solo codifica convoluzionale;
3. classe II, costituita dai restanti 78 bit, sui quali non si esegue alcuna codifica.

Ai 50 bit della classe Ia vengono aggiunti, mediante codifica a blocco (50, 53), 3 bit di parità. I 53 bit in uscita, insieme ai 132 della classe Ib, passano per un codificatore convoluzionale con rate $r = 1/2$ e constraint length $D = 5$. Per forzare lo stato finale ed iniziale del codificatore, ai bit della classe Ib vengono aggiunti in coda $D - 1 = 4$ bit nulli.¹³ In ingresso al codificatore convoluzionale si hanno quindi $53 + 132 + 4 = 189$ bit. In uscita se ne hanno un totale di $189/r = 378$ ogni

¹³Come vedremo meglio nel seguito, i simboli logici '0' e '1' vengono mappati rispettivamente in '-1' e '+1'; di conseguenza, i $D - 1 = 4$ bit nulli corrispondono nella pratica a 4 bit '-1'.

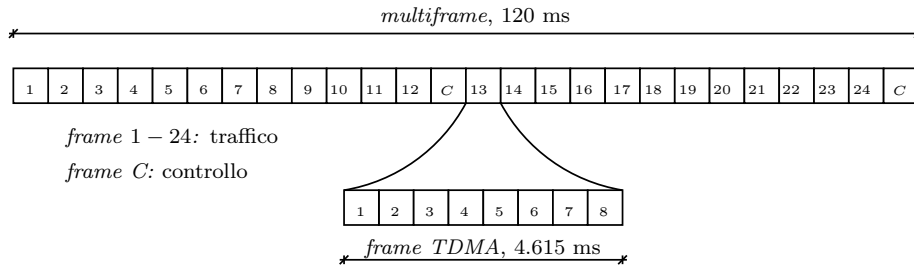


Figura 31: Struttura di multiframe e frame GSM.

20 ms. Dopo il codificatore convoluzionale, i 378 bit vengono concatenati ai bit della classe II, per un totale di $378 + 78 = 456$ bit (Fig. 29), pari a 8×57 o meglio a $4 \times (2 \times 57)$ bit, che, come si vedrà più chiaramente nel seguito, equivale a 4 interi burst di traffico. In definitiva, il bitrate all'uscita del codificatore di canale è pari a $456 \text{ bit}/20 \text{ ms} = 22.8 \text{ kbps}$.

Per mitigare ulteriormente la selettività in frequenza del canale, si fa una operazione di interleaving a blocchi. Un blocco A di 8×57 bit, in uscita dal codificatore, viene suddiviso in sottoblocchi di 57 bit, A_0, A_1, \dots, A_7 . Siano rispettivamente Z il blocco precedente e B quello successivo, i quali subiscono la stessa suddivisione di A . I sottoblocchi vengono trasmessi intrecciati, come in Fig. 30. In questo modo il tempo medio di trasmissione del blocco è ancora 20 ms, ma il singolo blocco viene trasmesso in 40 ms, mitigando così l'effetto di eventuali notch del canale.

Formato di accesso

L'accesso previsto nel sistema GSM è di tipo FDMA/TDMA, in quanto su portanti distanziate di 200 kHz, vengono sistemati 8 canali con accesso TDMA. Nel corso di una comunicazione, il terminale mobile utilizza un canale di traffico digitale full-duplex a commutazione di circuito e anche un canale di controllo separato che viene automaticamente assegnato a ciascuno dei canali di traffico in uso; entrambi questi canali sono disponibili all'interno di un *multiframe* della durata di 120 ms, come indicato in Fig. 31 [1, 4]. I canali di traffico vengono impiegati per le comunicazioni voce/dati da/verso la rete fissa, mentre i canali di controllo sono impiegati per lo scambio di informazioni tra mobile e stazione base (ad es., per informazioni sulla sincronizzazione, invio dati sulla qualità dei segnali ricevuti per la procedura di handover).

Ciascun multiframe è composto da 26 *frame TDMA* divisi in due gruppi di 13, ciascuno dei quali consta di 12 frame di traffico e di un frame di controllo. Ciascuno

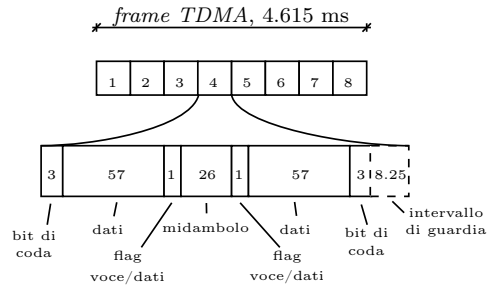


Figura 32: Struttura dello slot GSM.

dei frame TDMA, della durata di $120 \text{ ms}/26 \approx 4.615 \text{ ms}$, si compone di 8 time-slot, come si nota dalla Fig. 31, ognuno potenzialmente assegnato ad un utente.

La Fig. 32 mostra la struttura dello *slot* (o *burst*) di traffico GSM, che ha una durata di $4.615 \text{ ms}/8 \approx 577 \mu\text{s}$. È facile notare come un burst normale abbia una struttura simmetrica (se si escludono gli 8.25 bit finali). I bit sono così ripartiti:

- ▶ due gruppi di 3 bit di coda che consentono l'accensione (i bit in testa) e lo spegnimento (i bit in fondo) dell'amplificatore di potenza, nell'ottica della minimizzazione dei consumi. Lo stadio finale richiede un certo tempo per andare a regime e lo fa proprio durante i bit di coda. Inoltre, i bit di testa e di coda, tutti pari a -1 , vengono utilizzati per forzare lo stato iniziale e finale dell'equalizzatore che compensa la selettività in frequenza del canale (che verrà brevemente descritto in Sez. 4.5).
- ▶ due gruppi di 57 bit di payload. In tutto ci sono $2 \times 57 = 114$ bit di informazione su 156.25, con i restanti bit di overhead.
- ▶ due bit di stealing flag. Si hanno due flag che in condizioni normali sono entrambi a -1 ; in questo modo i due blocchi di payload sono entrambi di traffico. Nel caso in cui un flag assuma valore $+1$, i corrispondenti 57 bit di carico vengono utilizzati per operazioni di altissima priorità. Si interrompe quindi il normale flusso di traffico per inserire bit utili, ad esempio, per le operazioni di handoff (dove viene comunicato il nuovo canale, ovvero la coppia ARFCN e TS) o per l'interruzione della comunicazione.
- ▶ 26 bit di *midambolo*, all'interno dei quali è presente una parola unica (unique word, UW), nota al ricevitore ed utilizzata per la stima della risposta impulsiva del canale (*channel impulse response*, CIR), che serve per l'equalizzazione, e per il recupero dei sincronismi di frame, fase e clock del segnale (ulteriori dettagli sono forniti in Sez. 4.5).

- 8.25 bit di guardia tra uno slot ed il successivo per evitare sovrapposizioni temporali tra canali adiacenti di utenti collocati a distanze diverse rispetto alla BTS. In realtà, in questo intervallo non viene trasmesso nulla.

La velocità di segnalazione è quindi pari a $156.25 \text{ bit}/577 \mu\text{s} \cong 270.8 \text{ kbaud}$ e l'intervallo di simbolo è $T_s \cong 3.69 \mu\text{s}$. Tenendo conto che il ritardo massimo relativo dei raggi di un canale può estendersi, in accordo alle raccomandazioni GSM, fino a $16 \mu\text{s}$, si vede come il ricorso ad un equalizzatore sia in questo caso indispensabile, essendo il canale fortemente selettivo in frequenza: per utilizzare i criteri introdotti in Sez. 2, è facile verificare che $T_s \cong \tau_i$, dove τ_i rappresenta l' i -esimo ritardo di propagazione.

Alla selettività in frequenza del canale, si aggiunge, come già abbiamo anticipato in Sez. 2, la variabilità nel tempo del canale. Nei casi peggiori (utenti che si muovono a velocità molto elevata), il Doppler spread raggiunge valori dell'ordine di $f_D = 100 \text{ Hz}$. Di conseguenza, il tempo di coerenza del canale, che misura il tempo entro il quale le caratteristiche del canale possono considerarsi costanti, è pari a circa $T_c \triangleq 1/(10f_D) \cong 1 \text{ ms}$. Poiché $T_c \gg T_s$ la conclusione è che, all'interno di un simbolo, il canale è pressoché costante. Il tempo di coerenza, sebbene maggiore della durata di un burst, pari a $577 \mu\text{s}$, però, diventa confrontabile con essa. Di conseguenza, le proprietà del canale non variano sensibilmente all'interno di un burst, ma cambiano da burst a burst. Questo rappresenta il motivo per cui si rende necessario consentire una stima del canale ogni burst: ciò viene fatto appunto inserendo il midambolo in ogni burst trasmesso.

Resta a questo punto da capire se i bit di informazione all'interno del burst sono sufficienti per trasmettere il segnale vocale all'uscita del codificatore di canale, che abbiamo visto prima avere un bitrate pari a 22.8 kbps . È possibile verificarlo da quanto detto in precedenza: infatti, in ciascun multiframe di traffico un utente ha a disposizione 1 slot per trama, corrispondente a $2 \times 57 = 114 \text{ bit}$, e 24 trame per multiframe. Quindi la velocità trasmissiva R_b a disposizione è pari a

$$R_b = \frac{114 \text{ bit/burst} \times 24 \text{ burst}}{120 \text{ ms}} = 22.8 \text{ kbps}, \quad (55)$$

che è esattamente pari al bitrate in uscita dal codificatore di canale.

Per concludere la gerarchia delle trame GSM, occorre ricordare che 51 multiframe vanno a costituire un *superframe*, della durata complessiva di $51 \times 120 \text{ ms} = 6.12 \text{ s}$. Il livello gerarchico superiore è costituito dall'*hyperframe*, composto da 2048 superframe, della durata complessiva di $2048 \times 6.12 \text{ s} = 3 \text{ h } 28 \text{ m } 53.76 \text{ s}$. È opportuno sottolineare l'importanza dell'*hyperframe*, dovuta al fatto che gli algoritmi di crittografia del GSM si basano su questo particolare numero di frame, ed il livello di sicurezza richiesto si basa appunto sull'elevato numero di frame forniti dall'*hyperframe* [1].

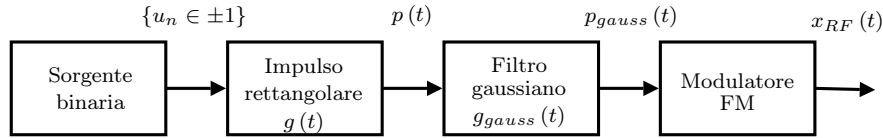


Figura 33: Struttura del modulatore GMSK.

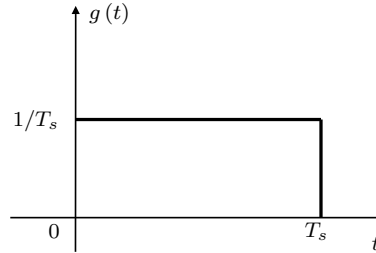


Figura 34: Risposta impulsiva del filtro $g(t)$.

Formato di modulazione

La modulazione Gaussian-filtered minimum shift keying (GMSK), variante della minimum shift keying (MSK), è una modulazione d'angolo. Questo costituisce un notevole vantaggio nelle applicazioni mobili, dove è importante utilizzare segnali modulati ad ampiezza costante dell'involuppo, cioè del tipo $x_{RF}(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta(t))$, con A costante. La ragione risiede nel fatto che, per ottenere una maggiore efficienza energetica, gli amplificatori delle MS devono necessariamente lavorare nella zona di saturazione e quindi in regime non-lineare. L'involuppo costante garantisce che non vi siano distorsioni sul segnale trasmesso.

In Fig. 33 è riportato lo schema del modulatore GMSK. I bit in ingresso provengono dall'uscita del codificatore di canale, ai quali sono stati opportunamente aggiunti i bit di overhead come illustrato in precedenza. La cadenza con cui i bit arrivano in ingresso al modulatore GMSK è ovviamente $1/T_s$. Il primo filtro di sagomatura ha una risposta impulsiva di tipo non-return to zero (NRZ) (rettangolare) illustrata in Fig. 34. Il secondo filtro, $g_{gauss}(t)$, che differenzia la modulazione GMSK dalla modulazione MSK, ha invece una risposta in frequenza di tipo gaussiano, come mostrato in Fig. 35, con banda a -3 dB β .¹⁴ Nel caso particolare del GSM, la banda a -3 dB è scelta pari a $\beta = 0.3/T_s = 81.25$ kHz. Infine, il segnale ottenuto è inviato ad un modulatore FM, con indice di modula-

¹⁴Si noti, dalle Figg. 33 e 35, che la modulazione GMSK rappresenta una generalizzazione della MSK, in quanto la MSK coincide con la GMSK nel caso in cui il filtro $G_{gauss}(f)$ non abbia alcun effetto, ovvero sia un filtro passatutto, il che corrisponde al caso $\beta = \infty$.

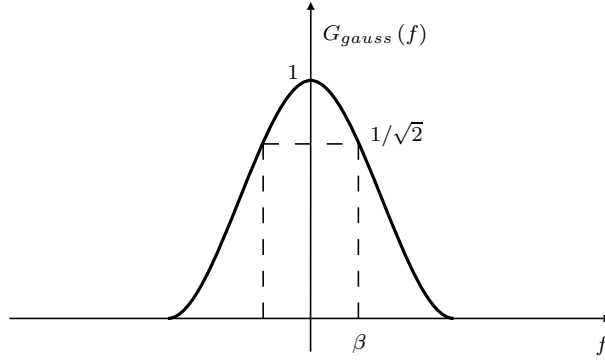


Figura 35: Risposta in frequenza del filtro gaussiano $g_{gauss}(t)$.

zione pari a $h = 1/2$, che lo porta alla radio-frequenza (RF) f_0 . A questo punto il segnale $x_{RF}(t)$ può essere inviato all'antenna e trasmesso mediante l'interfaccia radio.

Per capire più nel dettaglio la modulazione GMSK, partiamo dall'ultimo stadio della catena. Il modulatore FM produce in uscita un segnale a radio-frequenza del tipo

$$x_{RF}(t) = \sqrt{2P_{RF}} \cos \left(2\pi f_0 t + 2\pi h \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right), \quad (56)$$

dove P_{RF} è la potenza radio emessa; $q(t)$ è il segnale in ingresso al modulatore FM; ed f_0 è la portante, che varia in base all'ARFCN. Per trattare più comodamente a livello analitico $x_{RF}(t)$, è conveniente utilizzare il suo equivalente in banda base¹⁵

$$x(t) = \sqrt{2P_{RF}} e^{j\varphi(t)}, \quad (57)$$

dove

$$\varphi(t) = 2\pi h \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau. \quad (58)$$

Trascuriamo per il momento il filtro gaussiano, nel tentativo di capire meglio le caratteristiche della modulazione MSK. Il segnale in ingresso al modulatore FM è dunque

$$q(t) = p(t) = \sum_n u_n g(t - nT_s), \quad (59)$$

dove $g(t)$ è l'impulso rettangolare di Fig. 34, e dove la sequenza $\{u_n \in \pm 1\}$ rappresenta la sequenza dei simboli binari del burst dati.

Mediante alcuni passaggi algebrici [1], è possibile riscrivere $x(t)$ come

$$x(t) = \sqrt{2P_{RF}} \cdot \left[\sum_n a_n g(t - 2nT_s) + j \sum_n b_n g(t - 2nT_s - T_s) \right], \quad (60)$$

¹⁵L'equivalente in banda base di un segnale $x_{RF}(t)$ è quel segnale $x(t)$ tale che $x_{RF}(t) = \Re \{ x(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \}$, dove $\Re\{\cdot\}$ è l'operatore parte reale e f_0 è la frequenza portante.

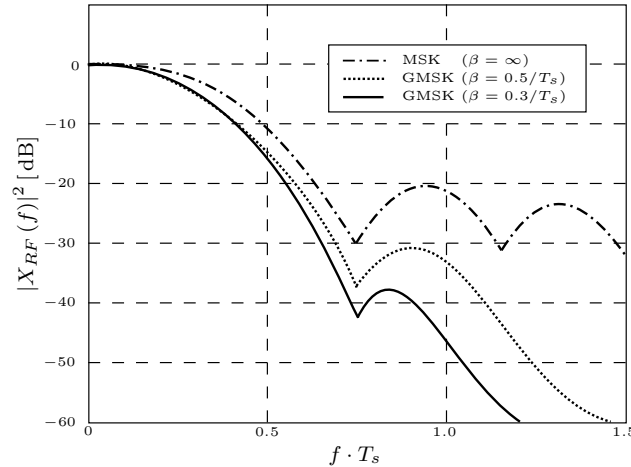


Figura 36: Densità spettrali di potenza dei segnali MSK e GMSK.

dove le sequenze $\{a_n \in \pm 1\}$ e $\{b_n \in \pm 1\}$ dipendono dai bit $\{u_n \in \pm 1\}$ [1]. È interessante notare che la (60) rappresenta l'involuppo complesso di un segnale modulato linearmente, con una parte *in fase* (in-phase, I) (la parte reale di $x(t)$, ovvero la prima sommatoria) ed una parte *in quadratura* (in-quadrature, Q) (la parte immaginaria di $x(t)$, ovvero la seconda sommatoria). Questo costituisce un'altra vantaggiosa caratteristica della modulazione MSK, in quanto, a differenza di altre modulazioni d'angolo, essa può essere vista come una modulazione lineare. Questo permette di utilizzare in ricezione una struttura lineare, che semplifica notevolmente il ricevitore.

Introducendo un filtro gaussiano come quello di Fig. 35, l'effetto che abbiamo è quello di ottenere uno spettro di potenza del segnale in uscita al modulatore FM sensibilmente più compatto rispetto ai classici segnali MSK, come è possibile notare in Fig. 36. In particolare, lo spettro GMSK presenta lobi secondari notevolmente più ridotti, e consente quindi una spaziatura assai serrata dei canali, rispettando le severe norme di emissione fuori banda stabilite dalle specifiche GSM. La forma (60) del segnale MSK non è più esattamente applicabile anche alla GMSK, ma ne costituisce una versione "approssimata". L'effetto del filtraggio gaussiano nel tempo è infatti quello di aggiungere sulle componenti I/Q di (60) una componente di interferenza intersimbolica (ISI) tanto maggiore quanto più piccolo è β . È opportuno notare che il valore della durata del simbolo GSM T_s fa sì che la distanza tra il massimo ed il primo zero dello spettro, pari a circa $\Delta f \cong 0.74/T_s$ (Fig. 36), sia pari a $\Delta f \cong 200$ kHz, che è esattamente la spaziatura tra i canali GSM. Inoltre, è possibile notare che, al diminuire della banda a -3 dB β , l'altezza relativa dei lobi secondari decresce. Allo stesso tempo, a valori più bassi di β

corrisponde un degrado delle prestazioni in termini di BER, a causa del notevole incremento della ISI. Il valore utilizzato dal GSM, $\beta T_s = 0.3$, è stato scelto per ottenere un buon compromesso tra efficienza spettrale e prestazioni del sistema.

Ricapitolando, la modulazione GMSK è particolarmente indicata per il segnale GSM in quanto:

- ▶ è una modulazione ad ampiezza costante, vantaggiosa in termini di resistenza alla selettività in frequenza e perché consente l'uso di amplificatori efficienti dal punto di vista energetico;
- ▶ può essere approssimativamente trattata come una modulazione lineare, cosa che consente l'utilizzo di stadi di ricezione più semplici;
- ▶ ha una notevole compattezza in frequenza, caratteristica che garantisce una maggiore efficienza spettrale.

4.4 Modelli di canale

Il modello di canale per il segnale GSM è stato descritto in maniera dettagliata in Sez. 2. In particolare, i modelli del canale radio di riferimento per il sistema GSM sono relativi a tre distinti scenari operativi:

- ▶ l'ambiente urbano (typical urban, TU);
- ▶ l'ambiente collinare (hilly terrain, HT);
- ▶ l'ambiente rurale (rural area, RA).

I *profili* convenzionalmente assunti per questi tre tipi di ambiente sono riportati in Tab. 4. La prima cosa da sottolineare è che per tutti e tre gli scenari considerati il numero di cammini N è posto pari a 6.

Per quanto riguarda i ritardi di gruppo $\{\tau_i\}$, essi sono fissati sulla base dello scenario considerato. Si noti che, per i primi due tipi di canale, i ritardi relativi dei raggi possono superare largamente l'intervallo di bit T_s , caratteristica che giustifica la selettività in frequenza del canale e la conseguente necessità di equalizzazione al ricevitore. Il canale HT è caratterizzato da ritardi più elevati dovuti alle riflessioni da parte di ostacoli lontani di grandi dimensioni, quali rilievi montuosi. Il terzo tipo di canale (RA) è caratterizzato da un comportamento opposto, ovvero i raggi sono poco ritardati l'uno rispetto all'altro, rendendo meno marcata rispetto ai due casi precedenti la distorsione da fading selettivo. Quest'ultima osservazione non deve indurre a ritenere che l'ultimo tipo di canale garantisca comunque in ricezione prestazioni migliori: come vedremo nel seguito, infatti, il ricevitore impiegato, di tipo adattativo, si adatta automaticamente alla diversità temporale caratteristica di un canale a cammini multipli, traendone in molti casi vantaggio. Le sue

Tabella 4: Profili multipath dei canali standard GSM.

MODELLO	<i>indice</i> <i>i</i>	<i>ritardo</i> τ_i [μ s]	<i>ritardo norm.</i> τ_i/T_s	<i>potenza rel.</i> [dB]
TYPICAL URBAN (TU)	1	0.0	0.000	-3.0
	2	0.2	0.054	+0.0
	3	0.5	0.135	-2.0
	4	1.6	0.432	-6.0
	5	2.3	0.621	-8.0
	6	5.0	1.351	-10.0
HILLY TERRAIN (HT)	1	0.0	0.000	+0.0
	2	0.1	0.027	-1.5
	3	0.3	0.081	-4.5
	4	0.5	0.135	-7.5
	5	15.0	4.054	-8.0
	6	17.7	4.649	-17.7
RURAL AREA (RA)	1	0.0	0.000	+0.0
	2	0.1	0.027	-4.0
	3	0.2	0.054	-8.0
	4	0.3	0.081	-12.0
	5	0.4	0.108	-16.0
	6	0.5	0.135	-20.0

prestazioni sono in particolare tanto migliori quanto maggiore è la potenza media globalmente ricevuta su tutti i raggi e quanto più elevati sono i ritardi relativi tra i raggi (entro i limiti fissati dalle specifiche del sistema).

Per quanto concerne la potenza relativa ricevuta, è interessante notare che, per il canale TU, il raggio più corto non è il più intenso, a causa dell'elevato numero di ostacoli che circondano il mobile. Ciò ostruisce o comunque attenua fortemente il raggio diretto, il che giustifica l'adozione del modello di Rayleigh per caratterizzare la distribuzione delle attenuazioni dei 6 raggi nel caso TU. Per il caso RA, a causa del fatto che il raggio diretto comunque esiste, l'attenuazione del primo raggio segue una distribuzione di Rice, mentre le attenuazioni dei raggi successivi sono distribuite secondo Rayleigh (in accordo al power delay profile indicato in Tab. 4). Nel caso intermedio (HT), le attenuazioni sono distribuite secondo Rayleigh.

Per concludere, è opportuno ricordare che i ritardi di fase dei vari cammini in ciascun scenario seguono le distribuzioni indicate in Sez. 2 a proposito dei canali statici piatti in frequenza, a seconda che le rispettive attenuazioni siano distribuite secondo Rayleigh o Rice.

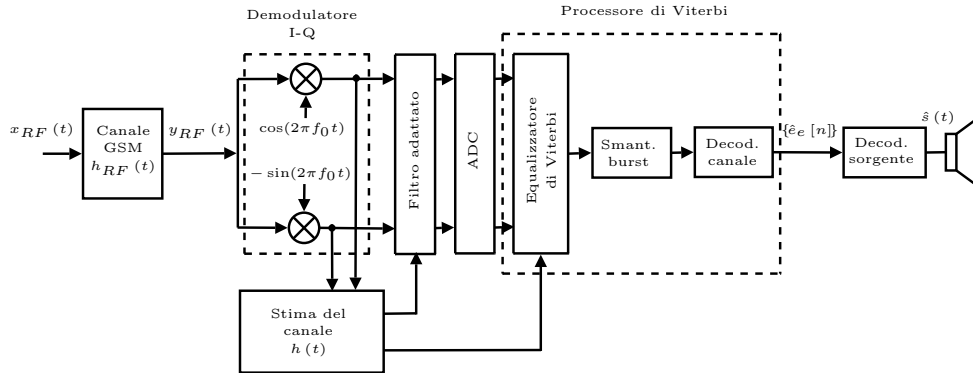


Figura 37: Schema a blocchi del ricevitore GSM.

4.5 Cenni alla struttura del ricevitore GSM

In Sez. 4.3 abbiamo visto la catena di trasmissione GSM, che produce il segnale a RF $x_{RF}(t)$, mentre in Sez. 4.4 sono stati riportati i modelli di canale standard per il sistema GSM. Per effetto del canale, il segnale ricevuto $y_{RF}(t)$ risulterà in qualche modo affetto da distorsioni dovute alla selettività in frequenza e nel tempo (Sez. 2).¹⁶

Per recuperare tali effetti, un ricevitore GSM di buona qualità presenta un'architettura come quella di Fig. 37. In particolare, esso comprende tipicamente un demodulatore per le portanti in fase e quadratura (detto *demodulatore I-Q*), che converte il segnale ricevuto in banda base; uno stadio di *filtraggio adattato*, per la reiezione delle componenti ad alta frequenza; un campionario, per la conversione analogico-digitale; un *processore di Viterbi*, che effettua sia l'equalizzazione di canale, sia lo smantellamento del burst, che la decodifica di canale; un decodificatore di sorgente; e l'altoparlante. In uscita al processore di Viterbi, abbiamo la sequenza $\{\hat{e}_e[n]\}$, che corrisponde alla sequenza dei bit, affetti da rumore, in uscita al codificatore di sorgente in fase di trasmissione. Una volta inviata la sequenza $\{\hat{e}_e[n]\}$ al decodificatore di sorgente, è possibile ottenere il segnale vocale ricevuto, $\hat{s}(t)$, da inviare all'altoparlante per la riproduzione.

A causa della selettività in frequenza, come abbiamo più volte detto, il ricevitore ha bisogno di stimare il canale, per avere a disposizione la risposta impulsiva del canale, $h(t)$, che viene utilizzata sia per realizzare il filtraggio adattato, sia per calcolare alcuni parametri dell'equalizzatore di Viterbi. Il blocco di stima del canale consente anche un recupero automatico dei riferimenti di fase e di

¹⁶Si noti che la trattazione condotta in Sez. 2 ha fatto sempre implicitamente riferimento agli involucri complessi di ingresso, uscita e canale.

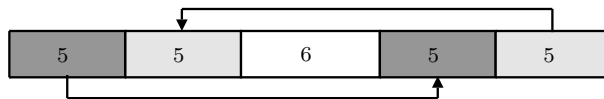


Figura 38: Struttura del midambolo.

clock, oltre che una corretta identificazione dell'inizio del burst di traffico. Data la variabilità del canale da burst a burst, è necessario effettuare tale stima in corrispondenza di ogni burst ricevuto, impiegando i 26 bit del midambolo (Sez. 4.3). La sequenza di midambolo è costituita da 16 bit centrali, da scegliersi tra 8 UW diverse (tante quanti sono gli slot temporali del frame TDMA), 5 bit successivi uguali ai primi 5 bit centrali, e 5 bit precedenti uguali agli ultimi 5 bit centrali, come illustrato in Fig. 38. La funzione dei 10 bit laterali (5 a sinistra e 5 a destra) è quella di periodicizzare parzialmente la sequenza di midambolo, per poter trarre vantaggio, almeno in un limitato intervallo temporale, delle particolari proprietà delle sequenze di auto- e cross-correlazione circolare dei bit della porzione centrale [1].

4.6 Le evoluzioni del GSM: gli standard GPRS ed EDGE

Verso la fine degli anni '90, l'impressionante crescita della telefonia mobile cellulare, unita alla crescita esponenziale di utenze Internet, ha fornito le premesse per una nuova classe di servizi: le comunicazioni dati wireless cellulari. Infatti, le reti cellulari 2G non sono in grado di soddisfare le esigenze di utenti e di gestori. Per quanto riguarda gli utenti, i data rate sono troppo lenti (nel caso GSM, il data rate standard è di 9.6 kbps), il setup della connessione lungo e piuttosto laborioso, ed i costi troppo elevati. Dal punto di vista tecnico, il punto di debolezza risiede nel fatto che i servizi dati, così come la voce, sono basati sull'approccio a commutazione di circuito (multiplicazione deterministica). In altre parole, un intero canale di traffico è allocato ad un singolo utente per tutta la durata della chiamata. Nel caso di traffico "bursty" (tipico del traffico Internet), questo comporta un'utilizzazione delle risorse altamente inefficiente. È infatti ampiamente dimostrato che, per questo tipo di servizi, un approccio a commutazione di pacchetto (multiplicazione statistica) fornisce delle prestazioni molto più elevate, in quanto il canale viene allocato solo quando è necessario e quindi reso di nuovo disponibile. Secondo questo principio, più utenti possono condividere lo stesso canale fisico.

Lo standard General Packet Radio Service (GPRS) è stato progettato per cercare di superare questo ostacolo tecnologico. Inizialmente sviluppato per lo standard GSM da parte dell'ETSI, il GPRS è stato integrato anche nelle reti del tipo IS

sviluppate in Nord America ed il release di nuove versioni è adesso di competenza del 3rd Generation Partnership Project (3GPP).

Lo scopo principale del GPRS risiede nel trasferimento efficiente di pacchetti dati tra le MS e le reti dati pacchetto mediante l'approccio packet radio. In particolare, il GPRS supporta le reti basate sia sull'Internet Protocol (IP) che sul protocollo X.25. Tra i vari servizi introdotti, menzioniamo il protocollo di accesso wireless application protocol (WAP) ed il multimedia messaging service (MMS).

Con il GPRS, gli utenti beneficiano di tempi di accesso più corti e di data rate più elevati. Nel GSM convenzionale, il setup della connessione è dell'ordine di alcuni secondi, mentre l'unico rate a disposizione per la trasmissione dati è pari a 9.6 kbps. Il GPRS offre data rate fino a diverse decine di kbps e durate del setup di connessione inferiori al secondo (tra l'altro, occorre effettuare la connessione una sola volta, anche se la trasmissione dati viene temporaneamente sospesa, tanto che il GPRS è definito un servizio "always on"). Inoltre, un ulteriore vantaggio è rappresentato dal fatto che, mentre la tariffazione nel caso GSM (e più in generale nelle reti a commutazione di circuito), anche nel caso di trasferimento dati, è basata sulla durata della connessione, inclusi i tempi di inattività, nel GPRS (e più in generale nelle reti a commutazione di pacchetto) la tariffazione è calcolata sulla quantità di traffico dati.

Per integrare il GPRS nella pre-esistente architettura GSM, è stata introdotta una nuova classe di nodi di rete, chiamata GPRS support node (GSN) (Fig. 39). I GSN sono responsabili della consegna e del routing di pacchetti dati tra gli utenti mobili e le reti dati esterne. In particolare, esistono due tipi di GSN [6]:

- ▶ i serving GSN (SGSN), che gestiscono i pacchetti da e verso le MS all'interno della loro LA (funzioni analoghe ai MSC della rete GSM);
- ▶ i gateway GSN (GGSN), che costituiscono l'interfaccia tra la rete GPRS e le reti dati esterne (funzioni analoghe ai GMSC della rete GSM).

Dal punto di vista dell'accesso fisico al mezzo, il GPRS si differenzia dal GSM, in quanto consente ad un singolo utente di trasmettere su più time slot dello stesso frame TDMA, dando luogo ad un'allocazione di canale molto flessibile: infatti, possono essere allocati fino a 8 time slot ad un unico utente. Inoltre, uplink e downlink sono allocati separatamente, supportando così traffico asimmetrico (come richiesto, ad esempio, dal web browsing). Il downlink usa uno scheduling del tipo first-come first-served (FCFS), mentre l'uplink usa uno schema molto simile al reservation ALOHA, ovvero utilizza lo slotted Aloha per la contesa del servizio, mentre i dati sono inviati mediante TDMA dinamico con criterio FCFS [7].

Per quanto riguarda la codifica di canale (code scheme, CS), il GPRS prevede quattro tipi di codifiche diverse, che variano in termini di ridondanza del codice. In

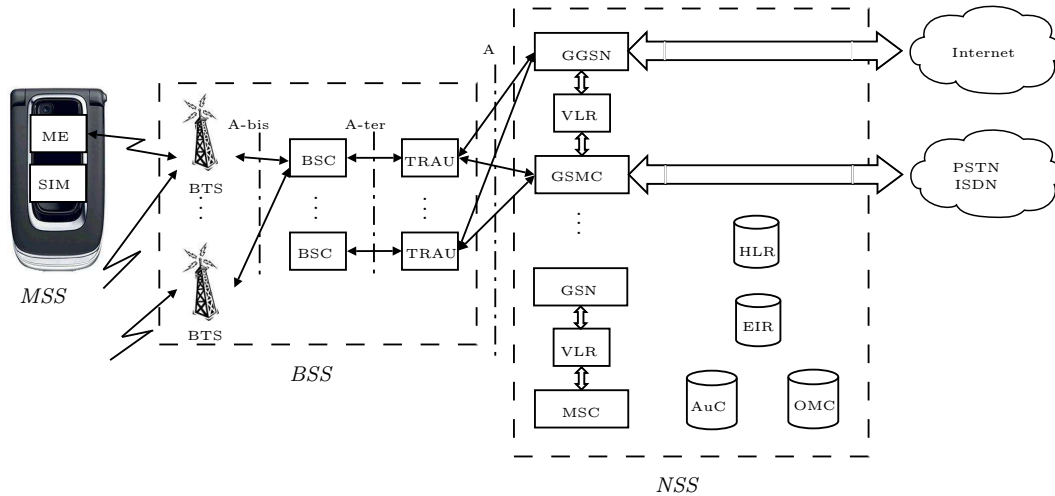


Figura 39: Architettura della rete cellulare GSM/GPRS.

altre parole, minore è la ridondanza del codice, maggiore è la velocità di trasmissione dati, a fronte di una minore protezione del codice. Per questo motivo, codifiche di canale più performanti si utilizzano solo per MS collocate vicino alla BTS, per trarre vantaggio della minore attenuazione introdotta dal canale. Combinando tutti gli 8 slot temporali disponibili con il CS-4, è possibile ottenere il massimo limite teorico disponibile di $21.4 \times 8 = 171.2$ kbps. In realtà, un valore più realistico si attesta intorno a $50 \div 60$ kbps.

Per venire incontro alle richieste di velocità dati sempre maggiori e di una affidabilità più alta, all'inizio degli anni 2000 è stata messa a punto la tecnologia Enhanced Data rates for GSM Evolution (EDGE), detta anche Enhanced GPRS (EGPRS). Come suggerisce il nome, l'EDGE rappresenta un'evoluzione della tecnologia GPRS: in particolare, sono introdotte cinque ulteriori formati di modulazione e codifica, che si vanno ad aggiungere ai quattro CS già introdotti dal GPRS. Tali codifiche, che utilizzano una modulazione di tipo 8-phase shift keying (8-PSK), consentono velocità di trasmissione più elevate. Come risultato, il massimo data rate supportato dall'EDGE è pari a 384 kbps. Per poter usufruire dei benefici di questa nuova tecnologia, però, è indispensabile disporre di un terminale di nuova generazione, dal momento che cambia il formato di modulazione e di conseguenza cambiano gli stadi di elaborazione del segnale.

5 Lo standard UMTS

Nell'anno 2002 è stato introdotto il sistema cellulare di terza generazione (3G) che, in ambito europeo, prende il nome di Universal Mobile Telecommunication System (UMTS). Questo sistema nasce con l'ambizione di far convergere i vari tipi di media su un unico sistema di telecomunicazione che abbia la possibilità di veicolarli in modo molto flessibile ed adattato alle singole esigenze di ogni utente. La terza generazione offre trasmissioni dati ancora più veloci, con servizi multipli per ciascun utilizzatore, e differenti *classi di servizio*. Questi sistemi permettono una elevata velocità di trasmissione (fino a 2 Mbps), a costi più contenuti, e con possibilità di traffico simmetrico e asimmetrico. Quest'ultima caratteristica permette di usufruire di differenti velocità di trasferimento dei dati tra le due direzioni di traffico (uplink e downlink). Vengono supportate le connessioni di tipo *circuit switched* (commutazione di circuito) contemporaneamente a quelle *packet switched* (commutazione di pacchetto), e vengono inoltre incorporate le funzionalità dei sistemi 2G garantendo un'alta flessibilità nell'introduzione di nuovi servizi. Nel 1992 la World Administrative Radio Conference (WARC) ha individuato la banda dei 2 GHz per l'utilizzo dei sistemi di terza generazione. Queste bande vengono utilizzate in Europa ed in Asia con tecniche di accesso CDMA mentre negli USA sono già utilizzate dal sistema Personal Communications Service (PCS), pertanto gli operatori devono condividere con questo sistema le risorse radio disponibili. Per consentire agli operatori USA di riutilizzare le infrastrutture esistenti, per la rete di accesso 3G viene standardizzato il sistema di accesso cdma2000 che si basa sulle stesse portanti del PCS. In Europa e Asia è stata invece realizzata una nuova rete d'accesso, in quanto l'utilizzo del CDMA non è compatibile con le reti 2G esistenti in questi paesi.

L'UMTS, che in Europa viene standardizzato dal 3rd Generation Partnership Project (3GPP), è allocato nelle bande di frequenza accoppiate di 1920 ÷ 1980 MHz per l'uplink, e 2110 ÷ 2180 MHz per il downlink (modo frequency division duplexing, FDD), nonché nelle bande non accoppiate da 1900 ÷ 1920 MHz e 2010 ÷ 2025 MHz (modo time division duplexing, TDD). In entrambi i casi le bande sopra riportate vengono divise in portanti da 5 MHz.

Il cdma2000 utilizza come portanti dei multipli delle portanti IS-95 utilizzate per il PCS. Poiché nell'IS-95 le portanti occupano una banda di 1.25 MHz, nel cdma2000 vengono usate tre portanti affiancate (per un totale di 3.75 MHz) nella direzione di downlink, con la suddivisione su di esse anche dei dati da trasmettere, ed una sola portante di 3.75 MHz nel canale uplink (Fig. 40). Questo artificio consente al cdma2000 di raggiungere una velocità di trasmissione di 144 kbps in mobilità veloce (automezzo), di 384 kbps in mobilità lenta (pedestre) e di 2 Mbps

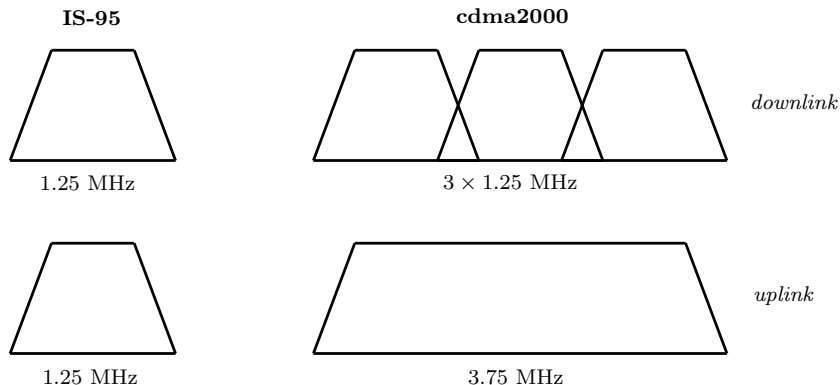


Figura 40: Relazione tra cdma2000 e IS-95 nell'utilizzo dello spettro.

in ambienti chiusi.

I terminali UMTS supportano i sistemi 2G oltre che naturalmente quelli 3G. Ciò consente una maggiore mobilità, specialmente nelle prime fasi di implementazione della rete UMTS, in quanto non è da subito coperta la totalità del territorio. Opportune procedure di handover consentono ad un utente di migrare da una rete all'altra senza grossi problemi nella comunicazione. I servizi che un utente sottoscrive con un operatore vengono mantenuti anche in condizioni di mobilità verso altri operatori UMTS (roaming internazionale). È inoltre in fase di studio una modalità di trasmissione *multicarrier* che consentirà una compatibilità tra i sistemi UMTS e cdma2000.

L'introduzione della tecnica wideband CDMA (W-CDMA), combinata alle tecniche di codifica variabile orthogonal variable spreading factor (OVSF) utilizzate per le canalizzazioni e all'utilizzo di opportuni algoritmi per il controllo della potenza, consentono di realizzare delle connessioni a differenti velocità per ciascun utente. Inoltre, è possibile utilizzare servizi multipli in contemporanea (ad es., comunicare al telefono mentre si scarica la propria posta o si guarda un video in streaming), garantendo la qualità del servizio (quality of service, QoS) in ogni momento della connessione pur utilizzando una unica risorsa fisica (*bearer channel*). L'obiettivo è comunque quello di poter realizzare connessioni a 144 kbps in condizioni di mobilità veicolare (fino a 500 km/h), connessioni a 384 kbps in condizioni di mobilità pedestre, per arrivare fino a 2 Mbps in condizioni di ridotta mobilità (es. in ufficio).

5.1 Differenze tra la tecnologia W-CDMA e le interfacce radio 2G

In questo paragrafo saranno descritte le principali differenze tra le interfacce radio di seconda e terza generazione. Come tecnologie 2G saranno considerate le interfacce radio GSM e IS-95.

I sistemi di seconda generazione sono stati progettati per supportare servizi voce su macro-celle. Per comprendere le differenze fondamentali tra i sistemi 2G e 3G occorre analizzare i requisiti base dei sistemi di terza generazione:

- ▶ *bitrate* fino a 2 Mbps;
- ▶ *bitrate* variabile per offrire ampiezza di banda su richiesta;
- ▶ *multiplexing*, su un'unica connessione, di servizi con diversi requisiti di qualità come, ad esempio, voce, video e trasferimento di dati;
- ▶ requisiti sul ritardo dei pacchetti: da traffico *real-time* sensibile al ritardo a traffico dati *best-effort* sul pacchetto;
- ▶ requisiti di qualità: variabili a diversi livelli da *frame error rate* del 10% a *bit error rate* (BER) di 10^{-6} ;
- ▶ coesistenza di sistemi 2G e 3G ed handover *intersistema* per ottimizzare l'utilizzo della copertura radio;
- ▶ supporto di traffico asimmetrico sulle tratte di *uplink* e *downlink*;
- ▶ alta efficienza spettrale;
- ▶ coesistenza di modalità FDD e TDD.

La Tab. 5 riporta le principali differenze tra le tecnologie W-CDMA e GSM, mentre la Tab. 6 quelle tra i sistemi W-CDMA e IS-95.

Le differenze relative all'interfaccia radio riflettono i nuovi requisiti dei sistemi 3G. Ad esempio, la maggior ampiezza di banda (5 MHz) è necessaria per supportare bitrate superiori. La diversità di trasmissione è stata integrata nel W-CDMA per migliorare la capacità downlink e supportare i requisiti di differente capacità tra le tratte downlink e uplink; la diversità di trasmissione non è supportata dai sistemi 2G. La presenza contemporanea, nei sistemi di terza generazione, di bitrate, servizi e requisiti di qualità di servizio diversi, rende necessari avanzati algoritmi di gestione delle risorse radio per garantire la qualità dei servizi e massimizzare il *throughput* (traffico smaltito) dei sistemi. Per i nuovi servizi è anche importante la possibilità di gestire in modo efficiente il traffico dati non-real-time.

Tabella 5: Principali differenze tra le interfacce radio W-CDMA e GSM.

	W-CDMA	GSM
<i>spaziatura tra le portanti</i>	5 MHz	200 kHz
<i>fattore di riuso K</i>	1	1 ÷ 18
<i>frequenza di controllo di potenza</i>	1500 Hz	≤ 2 Hz
<i>controllo della qualità</i>	algoritmi di gestione delle risorse radio	pianificazione della rete (pianificazione frequenziale)
<i>diversità di frequenza</i>	l'ampiezza di banda di 5 MHz consente di sfruttare la diversità da cammini multipli con ricevitori di tipo Rake	frequency hopping
<i>dati a pacchetto</i>	algoritmi di scheduling della trasmissione dei pacchetti su base traffico	nel GPRS scheduling dei pacchetti su base time slot
<i>diversità di trasmissione in downlink</i>	supportata per migliorare la capacità di downlink	non supportata dallo standard ma applicabile

Tabella 6: Principali differenze tra le interfacce radio W-CDMA e IS-95.

	W-CDMA	IS-95
<i>spaziatura tra le portanti</i>	5 MHz	1.25 MHz
<i>chiprate</i>	3.84 Mcps	1.2288 Mcps
<i>frequenza di controllo di potenza</i>	1500 Hz (sia uplink che downlink)	uplink: 800 Hz downlink: slow power control
<i>sincronizzazione delle stazioni radio-base</i>	non necessaria	necessaria, tipicamente realizzata tramite GPS
<i>handover inter-frequenziale</i>	implementato, con misura attraverso lo slotted mode	possibile, ma il metodo di misura non è specificato
<i>algoritmi per la gestione efficiente delle risorse radio</i>	necessari per fornire la qualità del servizio richiesta	non necessari per reti che supportano solo servizi voce
<i>dati a pacchetto</i>	algoritmi di scheduling della trasmissione dei pacchetti su base traffico	dati a pacchetto trasmessi come brevi chiamate a commutazione di circuito
<i>diversità di trasmissione in downlink</i>	supportata per migliorare la capacità di downlink	non supportata dallo standard

Tabella 7: Classi di QoS UMTS.

classi di traffico	caratteristica di maggiore importanza	applicazioni
<i>conversazionale</i>	preservare la relazione temporale (variazione) tra le entità informative del flusso conversazionale campionato (bassi ritardi trasmissivi e bassa varianza dei ritardi)	voce, videogiochi videotelefonia
<i>streaming</i>	preservare la relazione temporale (variazione) tra le entità informative del flusso	streaming multimedia
<i>interattiva</i>	ottenere risposta dall'entità remota; preservare l'integrità dei dati	web-browsing giochi in rete
<i>background</i>	la destinazione finale non attende i dati in una finestra temporale predeterminata e vincolante; preservare l'integrità dei dati	download di email in background

Per quanto riguarda le principali differenze tra le interfacce radio W-CDMA ed IS-95, entrambe utilizzano la tecnologia CDMA a sequenza diretta, ma il più elevato chiprate di 3.84 Mcps nella W-CDMA consente una maggiore diversità di cammini multipli rispetto al chiprate di 1.2288 Mcps, soprattutto nelle aree urbane. Anche la diversità di cammino (sfruttata attraverso il ricevitore Rake) contribuisce a migliorare le prestazioni permettendo di aumentare la copertura radio.

Se confrontata con quella GSM, o altre reti esistenti, la rete UMTS fornisce una nuova ed importante prestazione: la negoziazione delle caratteristiche dei *radio bearer*. Gli attributi che definiscono le caratteristiche del trasferimento delle informazioni possono comprendere il throughput, il ritardo trasmissivo ed il tasso di errore. L'UMTS supporta una vasta gamma di applicazioni, caratterizzate da diversi requisiti di QoS. Per le applicazioni UMTS possono essere individuate quattro classi di traffico:

- ▶ conversazionale;
- ▶ streaming;
- ▶ interattiva;
- ▶ background.

Il principale fattore che caratterizza le quattro classi è dato da quanto il traffico sia sensibile al ritardo di trasmissione; la classe conversazionale è caratterizzata da un'elevata sensibilità al ritardo di trasmissione, mentre la classe di background è la meno sensibile. La Tab. 7 riassume le quattro classi UMTS di QoS.

La tecnologia W-CDMA è caratterizzata da un controllo di potenza ad *anello chiuso* (fast power control) per entrambe le tratte di uplink e downlink, mentre l'IS-95 utilizza il fast power control solo in uplink. Il controllo di potenza veloce nella tratta di downlink migliora le prestazioni del link e ne aumenta la capacità; per il supporto di tale prestazione è necessaria la realizzazione di nuove funzionalità nel terminale mobile, come la stima del rapporto segnale-interferente (signal-to-interference ratio, SIR) ed il controllo dell'*outer loop power control*, funzionalità non presenti nei terminali mobili IS-95.

Inoltre la W-CDMA, orientata anche ad uso *indoor*, è stata progettata per poter funzionare con stazioni radio base *asincrone*, senza la necessità di un segnale global positioning system (GPS) di sincronizzazione, come invece richiesto nel sistema IS-95. Questo permette di avere delle procedure di handover diverse da quelle della tecnologia IS-95. Nei sistemi W-CDMA gli handover frequenziali sono importanti per massimizzare l'utilizzo delle portanti multiple di ogni stazione radio base; nel sistema IS-95 non sono state specificate misure per l'handover inter-frequenziale, rendendo questa procedura più difficile da implementare.

5.2 La rete di accesso UTRAN

Un sistema UMTS è caratterizzato dall'esistenza di due sottoinsiemi di rete i quali, oltre al trasporto dei servizi all'utente, svolgono le funzioni di controllo e gestione del traffico. La parte di rete deputata a svolgere tutte le funzioni di autenticazione, commutazione, tariffazione e interconnessione verso le altre reti mobili e/o fisse viene denominata core network (CN), mentre la parte di rete che è deputata al collegamento dell'utente mobile e alla gestione delle risorse radio è detta rete di accesso UTRAN (UMTS radio access network).

L'UTRAN, schematizzata in Fig. 41, è costituita da un gruppo di sottosistemi di rete radio (radio network subsystem, RNS), i quali, a loro volta, sono composti da un controllore di rete (radio network controller, RNC) e da un gruppo di stazioni radio base ricetrasmittenti, che in ambito UMTS, prendono il nome di Node-B. Ciascun Node-B gestisce una serie di celle, mediamente da 3 fino a 6, supportando trasmissioni in modalità FDD, TDD o entrambe.

Il collegamento con i terminali mobili viene realizzato tramite l'interfaccia in aria, detta Uu , la quale ha il compito di trasportare, oltre ai servizi d'utente, anche tutte le informazioni che servono per la gestione della mobilità, delle risorse radio, e dei controlli di rete. L'RNS si collega alla CN mediante l'interfaccia Iu , e poiché le reti UMTS possono supportare servizi a commutazione di circuito e di pacchetto contemporaneamente, ciascuna interfaccia Iu viene specializzata per il

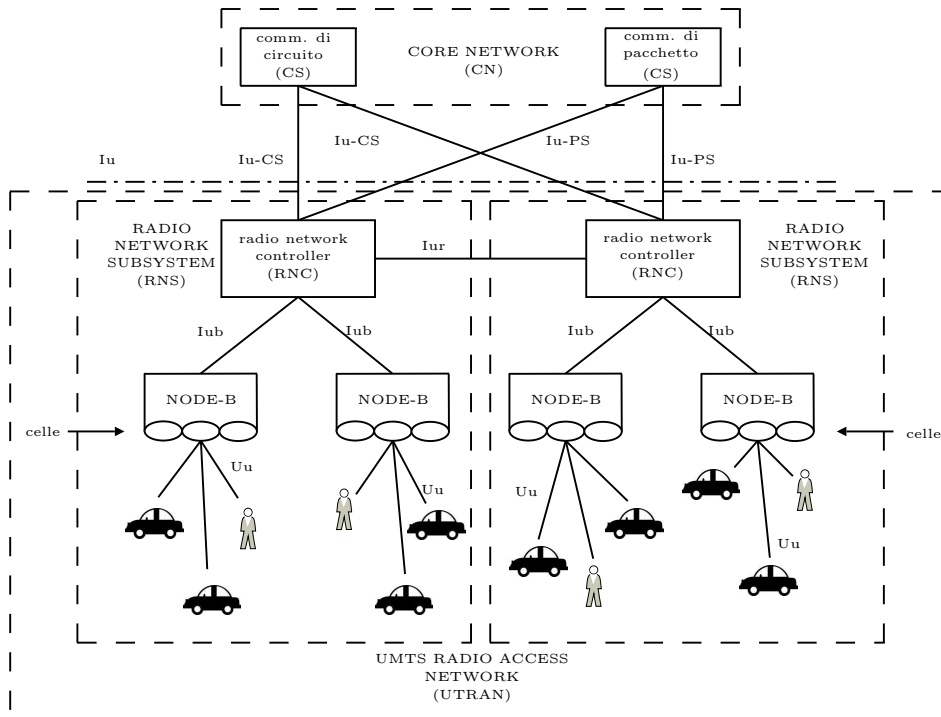


Figura 41: Architettura della rete UTRAN .

tipo di servizio che trasporta e verrà indicata nel seguito come Iu-CS nel caso di commutazione di circuito e Iu-PS nell'altro caso.

All'interno dell'UTRAN si ritrovano invece le connessioni tra gli elementi stessi della rete. L'interfaccia *Iub* è dedicata al collegamento tra l'RNC e i vari Node-B che esso controlla, mentre l'interfaccia *Iur* collega tra loro gli RNC appartenenti ai diversi RNS della stessa rete UTRAN.

L'elemento centrale della rete di accesso è l'RNC, il quale gestisce tutte le funzionalità dell'interfaccia radio lato utente, e rende possibile il trasporto dei servizi in modo trasparente verso la CN. In questo modo la mobilità dell'utente è controllata completamente dall'UTRAN, così come le funzionalità di handover. Utilizzando questa struttura di rete, la CN viene ad essere completamente separata nelle funzioni di trasporto dei servizi, mentre le funzioni di controllo e segnalazione terminano nell'RNC stesso, il quale provvederà a convertirle nei formati di protocollo radio necessari all'utente. L'RNC, controllando il protocollo radio e i Node-B ad esso connessi, svolge le funzioni di gestione delle risorse radio e controllo dei radio bearer. Ai Node-B viene demandato il compito di realizzare le trasmissioni radio (modulazione, ricetrasmisione, alcuni controlli di potenza) per il trasporto delle informazioni agli utenti serviti all'interno delle celle costituenti il Node-B stesso.

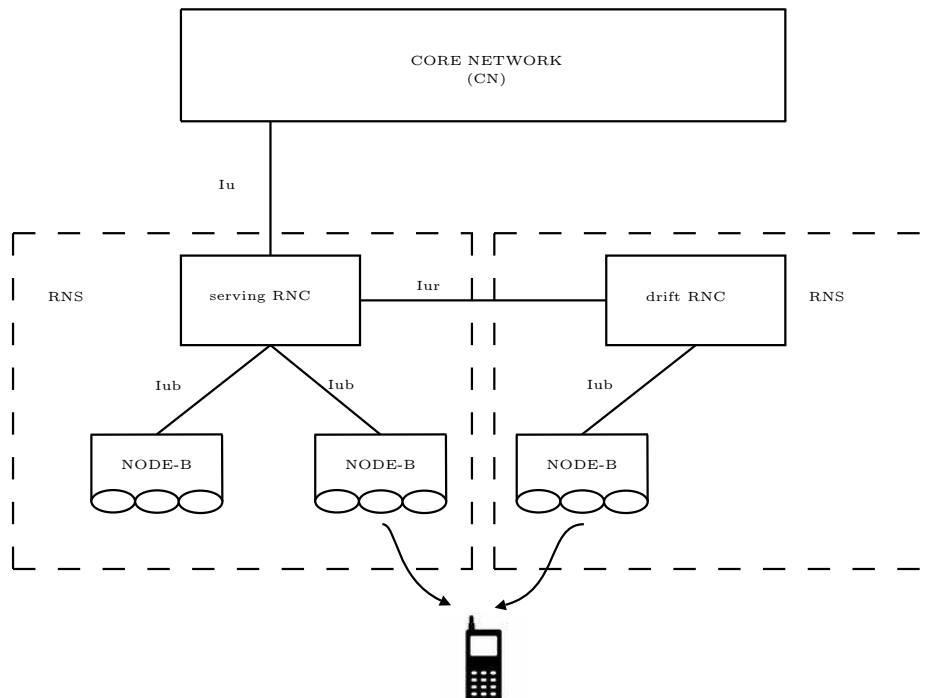


Figura 42: Serving e drift RNC.

In pratica, il Node-B riceve dall'RNC le risorse che deve destinare ai singoli utenti, ed esso dovrà solamente trasmettere in aria quanto ricevuto, aggiustandone però i livelli di potenza secondo le informazioni che gli provengono dall'RNC stesso. Contemporaneamente, il Node-B deve effettuare le misure di potenza e di qualità sul segnale ricevuto per consentire all'RNC di aggiustare i propri parametri nella gestione delle risorse radio. Un RNC può lavorare in modalità *serving* (SRNC), così come in modalità *drift* (DRNC), come è possibile vedere dalla Fig. 42. Nel primo caso, si tratta dell'RNC che controlla e gestisce le risorse dell'utente, e termina l'interfaccia Iu; nel secondo caso, l'RNC non fa altro che reinstradare i segnali provenienti dai propri Node-B verso il serving, avvalendosi del collegamento reso possibile dall'interfaccia Iur.

Per quanto riguarda la CN, i suoi principali elementi costituenti sono:

- ▶ il registro dei residenti home location register (HLR) e quello dei visitatori visitor location register (VLR);
- ▶ le centrali di commutazione per i servizi a commutazione di circuito mobile switching center (MSC) e quelle per i servizi a commutazione di pacchetto serving GPRS support node (SGSN).

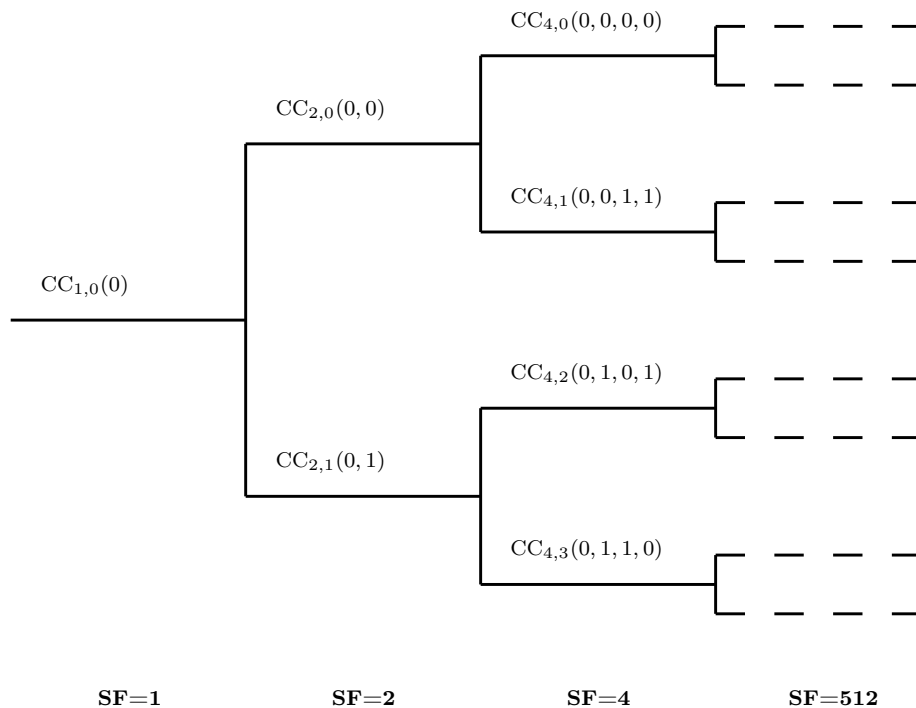


Figura 43: Albero dei codici OVFS.

5.3 Modalità UTRA-FDD (W-CDMA)

Nello standard UMTS viene identificato con la sigla UTRA-FDD o W-CDMA il sistema che utilizza canalizzazioni aventi una larghezza di banda di 5 MHz, e con divisione duplex di tipo FDD. Le canalizzazioni disponibili utilizzano le bande accoppiate di $1920 \div 1.980$ MHz per l'uplink, e $2110 \div 2.180$ MHz per il downlink, con conseguente passo di duplice pari a 190 MHz.

Spreading

La caratteristica principale della trasmissione W-CDMA è quella di avere la velocità di cifra del segnale in aria stabilita a 3.84 Mcps; tutte le utenze che devono essere trasportate in modalità UTRA-FDD dovranno essere adattate a questo chiprate.

L'adattamento dei diversi tipi di utenze che possono essere servite da questo sistema avviene mediante l'utilizzo di codici di canalizzazione aventi lunghezza variabile, detti codici *orthogonal variable spreading factor* (OVSF), che separano le diverse trasmissioni originate da una singola sorgente.

Per ogni utenza, oltre alla valutazione del rapporto segnale/rumore minimo richiesto, in funzione della velocità di trasmissione necessaria viene assegnato

un determinato spreading factor (SF), che può variare da 4 fino a 512, in modo da portare a 3.84 Mcps il chiprate del segnale da trasmettere. Utilizzando uno spreading variabile, il chiprate (e quindi la larghezza di banda del segnale a spettro espanso) è mantenuto costante, ma lo SF varia in accordo al bitrate del segnale da trasmettere.

Gli OVSF sono una riorganizzazione in *livelli* dei codici di Walsh-Hadamard (WH), utilizzati nelle classiche comunicazioni di tipo CDMA. I codici su ogni livello hanno una lunghezza doppia di quelli del livello precedente. In più, gli OVSF sono organizzati in un *albero* (Fig. 43), in cui ciascuno dei due codici *figli*, appartenenti al livello inferiore a quello del codice *genitore*, è generato, rispettivamente, per ripetizione e per ripetizione con cambiamento di bit del codice di partenza. La peculiarità dell'albero è che, presi due codici, essi sono ortogonali entro lo stesso livello (difatti ogni livello è l'insieme completo dei codici di WH di lunghezza corrispondente), ma lo sono anche tra livelli diversi, a patto che il codice più corto non sia un *progenitore* di quello più lungo.

L'ortogonalità tra livelli diversi indica che i due codici di lunghezza differente sono ortogonali sia sulla lunghezza di quello più lungo (dopo un'estensione per ripetizione del codice più corto per uguagliare la lunghezza dell'altro) sia sulla lunghezza di quello più corto (in ogni spezzone del codice più lungo avente la lunghezza di quello più corto). Come conseguenza, possiamo utilizzare un codice più corto per trasmissioni a maggiore velocità con uno SF minore, e un codice più lungo per trasmissioni a minore velocità con uno SF maggiore (ricordiamo, infatti, che il chiprate è sempre lo stesso). I due codici quindi non daranno origine a interferenza di canale di alcun tipo.

Riassumendo, per mantenere l'ortogonalità dei codici è necessario che i servizi utilizzanti alti valori di SF non sfruttino le sequenze generate dai rami di coloro che utilizzano valori di SF più bassi. Possiamo quindi comprendere quanto sia fondamentale una oculata assegnazione dei codici da parte della rete (una mancanza di criterio in questo senso porterebbe ad una drastica riduzione dei codici disponibili, con conseguente diminuzione dei servizi che possono essere serviti in contemporanea).

Scrambling

Oltre allo *spreading*, una significativa parte delle procedure di trasmissione è costituita dalle operazioni di *scrambling*, necessarie per separare le stazioni radio base o i terminali gli uni dagli altri. Le suddette operazioni sono effettuate dopo quelle di spreading, per cui non modificano l'ampiezza della banda del segnale e consentono di separare i segnali provenienti da sorgenti diverse. Lo scrambling rende

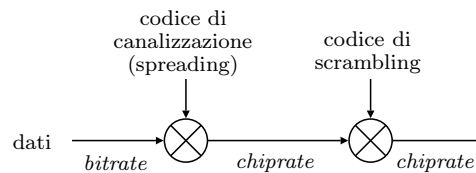


Figura 44: Relazione tra spreading e scrambling.

quindi possibile lo spreading di diversi segnali per mezzo di uno stesso codice di canalizzazione (spreading).

La Fig. 44 rappresenta le relazioni tra il chiprate del canale e le procedure di spreading e scrambling adottate nell'UMTS. Poiché il chiprate del canale è definito dalla procedura di spreading, effettuata utilizzando i codici di canalizzazione, la frequenza di simbolo non è modificata dallo scrambling.

In Tab. 8 vengono riassunte le funzionalità dei codici di canalizzazione (spreading) e di scrambling della modalità UTRA-FDD. Per una trattazione più dettagliata della modalità di scrambling si rimanda alle sezioni successive.

La struttura della trama del W-CDMA

Nel sistema W-CDMA, pur trasmettendo in modo continuo le informazioni, i vari canali che devono essere trasportati (canali fisici) vengono organizzati in una struttura a trame. Questa struttura è realizzata in modo da mantenere costante il chiprate al valore di 3.84 Mcps, e all'interno di ogni singola trama viene mantenuta costante anche la velocità di trasmissione dei dati di utente, la quale può essere variata (se necessario) solamente nelle trame successive.

Le trame hanno un ciclo di 10 ms, pertanto ciascuna trasporterà 38400 chip che, a loro volta, vengono suddivisi in 15 time slot (TS) da 2560 chip, come si nota dalla Fig. 45.

I TS che compongono la trama, che hanno una durata di 1/15 di 10 ms, possono essere trasmessi con differenti livelli di potenza. Questo meccanismo consente di ottimizzare il livello medio di potenza che viene richiesto dalla rete per il servizio fornito dal segnale preso in esame. La struttura di trama sopra descritta consente ad un utente di poter variare ogni 10 ms la velocità delle informazioni trasmesse, e per questo si può avvalere di un cambio dello SF applicato su ciascuna singola trama. Un'alternativa al cambio di SF è la possibilità di associare due o più codici in contemporanea per lo stesso utente.

All'interno dei singoli TS viene utilizzato un meccanismo che consente di fermare la trasmissione quando ci sono delle pause in una conversazione e/o nella trasmissione di dati a pacchetto. Questa funzionalità, detta *trasmissione discontinua* (discontinuous transmission, DTX), consente una sensibile riduzione dell'interferenza

Tabella 8: Funzionalità dei codici di canalizzazione e di scrambling.

	codice di canalizzazione	codice di scrambling
<i>utilizzo</i>	uplink: separazione dei dati di livello fisico e canali di controllo dallo stesso terminale downlink: separazione delle connessioni di utenti diversi all'interno di una cella	uplink: separazione dei terminali downlink: separazione dei settori (celle)
<i>lunghezza</i>	$4 \div 256$ chip ($1.0 \div 66.7 \mu s$) (per la tratta di downlink anche 512 chip)	uplink: (i) 10 ms = 38400 chip o (ii) $66.7 \mu s = 256$ chip (l'opzione (ii) può essere utilizzata con ricevitori avanzati alla BS)
<i>numero di codici</i>	numero di codici relativi ad un codice di scrambling pari al fattore di spreading	uplink: parecchi milioni downlink: 10 ms = 38400 chip
<i>famiglia di codici</i>	OVSF	downlink: 512 codici di lunghezza 10 ms (Gold code) short code: famiglia di codici S(2) estesa
<i>spreading</i>	sì, aumenta la larghezza di banda	no, non varia la larghezza di banda

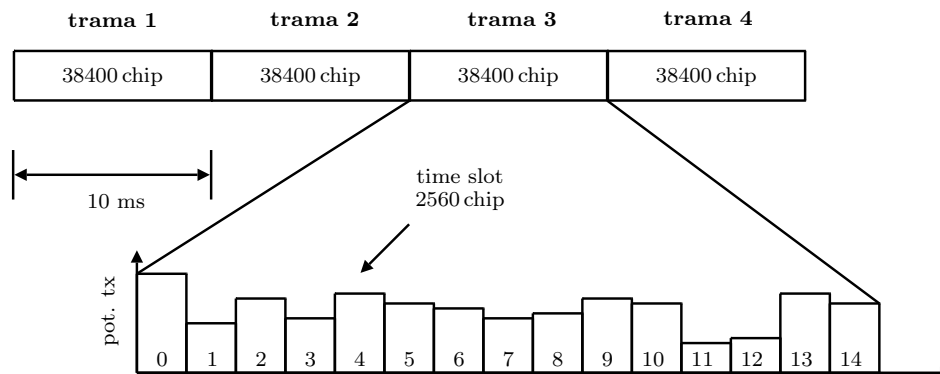


Figura 45: Relazione tra spreading e scrambling.

generata verso gli altri utenti, con conseguente guadagno in termini di risorse sulla cella. Tanto per dare un'idea, una normale conversazione telefonica impegna in media le risorse per il 40% del tempo totale di collegamento, e questo indicatore dovrà essere tenuto presente come fattore correttivo per la determinazione delle capacità di cella. Durante le pause il canale viene mantenuto attivo mediante la trasmissione di una minima quantità di informazioni su appositi canali di controllo.

Mapping dei canali di trasporto sui canali fisici

Abbiamo visto che l'interfaccia Uu utilizza la tecnica del CDMA per la condivisione dell'accesso tra i vari utenti, e che in aria viene trasmessa una sequenza di informazioni strutturate in trame da 10 ms, le quali, a loro volta, sono suddivise in 15 intervalli temporali. Quello che ancora non è stato detto è come viene realizzato il mapping tra i canali dedicati al controllo delle varie funzionalità della rete e delle risorse radio, su quelli dedicati al trasporto delle informazioni di utente. Per consentire la flessibilità che il sistema UMTS richiede, nella struttura protocollare della rete sono stati definiti tre livelli di canale:

1. *canali logici*;
2. *canali di trasporto*;
3. *canali fisici*.

1. I canali logici non appartengono allo strato di accesso e non sono quindi interessati dalle procedure di gestione delle risorse radio. Essi si avvalgono dei canali di trasporto per essere assegnati all'utente sfruttando al meglio le risorse radio disponibili. Essendo al livello più alto, vengono trasportati sulla rete grazie ai canali di trasporto, per convergere poi verso l'utente sull'interfaccia in aria Uu. I canali logici sono suddivisi in:

- (a) *canali di controllo*, dedicati alle funzioni di controllo;
- (b) *canali di traffico*, dedicati al traffico vero e proprio.

2. I canali di trasporto viaggiano a livello di rete sulla interfaccia Iub, mentre sul terminale di utente vengono gestiti da un protocollo denominato *medium access control* (MAC). L'utilizzo di questo livello consente di trasportare sulla rete i vari canali logici dedicati ai vari utenti in modo molto flessibile, con possibilità di separare le risorse condivise da tutti gli utenti serviti da una determinata cella (o Node-B) da quelle utilizzate in modo dedicato per un solo utente servito dalla rete. I canali di trasporto veicolano i vari canali logici nel modo più appropriato per il tipo di servizio che essi trasportano.

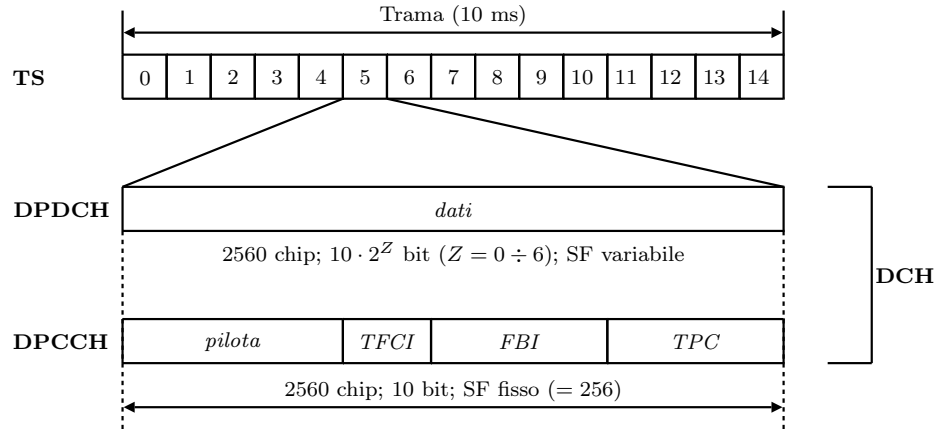


Figura 46: Canale fisico dedicato in uplink.

È a questo livello che viene definito il valore di SF da utilizzare, e un canale logico può avvalersi di più canali di trasporto. L'aggregazione di questi canali può avvenire in diverse modalità, permettendo così una notevole flessibilità nel *come* e *cosa* trasportare in funzione delle classi di servizio richieste dall'utente, e delle rispettive QoS da raggiungere. Nei canali di trasporto viene fatta una suddivisione primaria in funzione dei destinatari dell'informazione:

- (a) *canale dedicato*, unico ed utilizzato in entrambe le direzioni per i servizi destinati ad utenti ben definiti da uno specifico codice di canalizzazione;
- (b) *canali comuni*, condivisi da tutti gli utenti serviti in una cella.

3. I canali fisici sono utilizzati per lo scambio delle informazioni in aria e trasportano al loro interno uno o più canali di trasporto multiplati. Questi canali presentano una struttura definita su trame di 10 ms con differenti caratteristiche in funzione della direzione del collegamento.

Analizzeremo per prima il struttura relativa all'*uplink*. Il canale dedicato in uplink è caratterizzato dalla coesistenza di due canali trasmessi in parallelo, uno per lo scambio delle informazioni dell'utente e l'altro per quelle di controllo del collegamento. Per la trasmissione delle informazioni dedicate, il canale di trasporto *dedicato* chiamato dedicated channel (DCH) viene trasmesso su due canali fisici detti dedicated physical data channel (DPDCH) e dedicated physical control channel (DPCCH). Questi ultimi presentano una ben definita struttura sulla base dei singoli TS trasmessi sulla trama (Fig. 46).

Il DPDCH viene utilizzato per la trasmissione del servizio richiesto dall'utente (in realtà un utente può usufruire di più DPDCH in parallelo, fino al limite di 6,

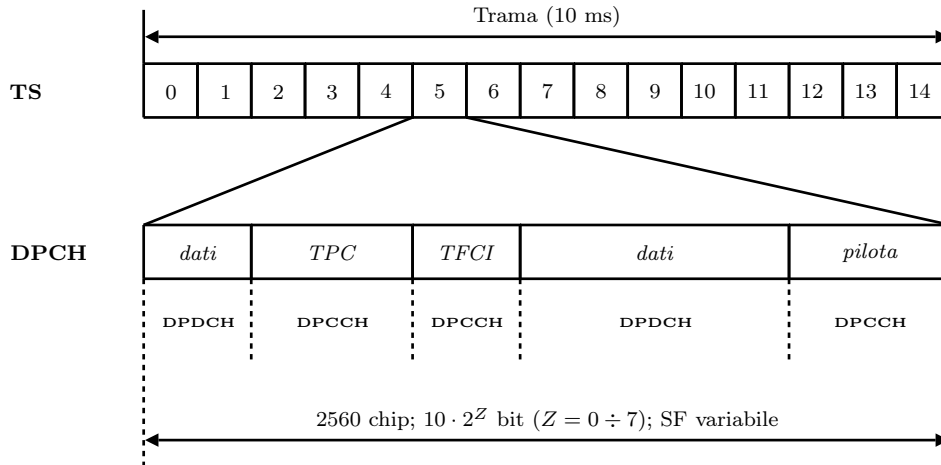


Figura 47: Canale fisico dedicato in downlink.

ciascuno con un proprio codice di canalizzazione), mentre viene lasciato al DPCCH il compito di trasportare quanto necessario per il controllo del collegamento e informare il ricevitore di cosa viene trasportato nel DPDCH ad esso associato. Questa funzione è svolta dal *transport format combination indicator* (TFCI). Il campo *feedback information* (FBI) trasporta le informazioni inerenti alla tecnica di diversità di trasmissione in downlink, che non sarà analizzata in questa sede, mentre quello *transmission power control* (TPC) è relativo al controllo di potenza in downlink. Infine i bit *pilota* sono utilizzati dal ricevitore per la stima del canale.

Ciascun TS è composto da 2560 chip, e la quantità dei bit che vengono trasmessi dipende dal valore di SF utilizzato per lo spreading. Il parametro Z è un fattore che serve a determinare la quantità dei bit trasmessi nel singolo TS per ciascun canale. Esso può variare da 0 a 6, ed è dato dalla relazione

$$Z = \log_2 \left(\frac{256}{\text{SF}} \right), \quad (61)$$

da cui deriva che in uplink possono essere utilizzati valori di SF compresi tra 4 e 256. Per quanto riguarda invece il canale di controllo DPCCH viene utilizzato un valore di SF predeterminato e non variabile di 256.

Il canale dedicato in downlink, detto *dedicated physical channel* (DPCH), a differenza di quanto avviene per l'altra direzione, viene trasmesso come un unico canale che, al suo interno, porta le informazioni di traffico e quelle di controllo.

Guardando la Fig. 47, si può comprendere come il DPCH sia composto dai canali DPCCH e DPDCH che, in uplink, vengono invece trasmessi separatamente. In questo caso, il fattore Z , che determina la quantità dei bit che possono essere

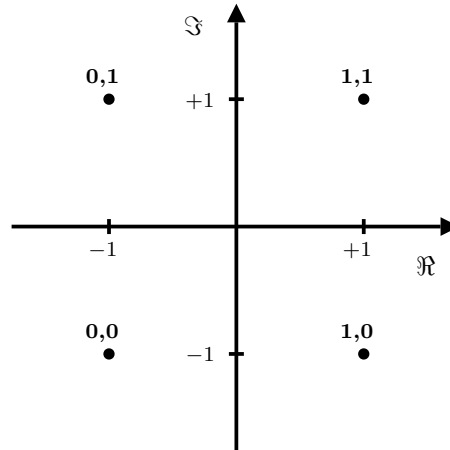


Figura 48: Mapping della modulazione QPSK.

trasmessi su un singolo TS, può variare da 0 a 7, e viene determinato dalla relazione

$$Z = \log_2 \left(\frac{512}{SF} \right), \quad (62)$$

da cui deriva che in downlink possono essere utilizzati valori di SF compresi tra 4 e 512. Anche nel downlink possono essere utilizzati più di un DPCH qualora sia richiesta una maggiore capacità di traffico, ma tutti i DPCH dovranno utilizzare lo stesso valore di SF, e solamente il primo trasporterà le informazioni di controllo.

Scrambling e modulazione nel downlink

In questo paragrafo vengono descritti gli aspetti legati alla trasmissione dei segnali a radiofrequenza (RF), e in modo particolare verranno date delle informazioni riguardo alle tecniche di modulazione e scrambling utilizzate nell'UTRAN.

Nelle due direzioni di un collegamento UMTS vengono utilizzate differenti strutture di canale, quindi in uplink avremo una differente modalità di elaborazione dei segnali RF rispetto al downlink oltre che valori differenti di SF.

Nel downlink, potendo utilizzare una struttura di canale comune per *controlli* e *dati*, viene utilizzata la modulazione quaternary phase shift keying (QPSK), rappresentata nella Fig. 48 col relativo mapping.

Con questa tecnica ogni canale fisico viene trasmesso moltiplicando nella stessa struttura sia il canale di controllo (DPCCH), sia quello di trasmissione informazioni (uno o più DPDCH). Una volta costituita la struttura del canale, inizia la modulazione del segnale, e dopo l'applicazione del codice di canalizzazione che ne determina lo SF, viene applicato il codice di scrambling che esegue il rimescolamento dei vari chip senza però alterare il chiprate.

All'interno di una cella viene utilizzata una stessa sequenza di scrambling, e questo consente la separazione dei segnali tra le varie celle (praticamente in una cella adiacente può essere utilizzato uno stesso codice di canalizzazione, ma con un differente codice di scrambling).

Tra i molteplici codici utilizzabili per lo scrambling ne vengono utilizzati solamente 8192, e per limitare le procedure di ricerca di una cella da parte del terminale, di questi ne vengono selezionati 512 che assumeranno la caratteristica di *codici primari*. L'assegnazione dei codici primari sulla rete deve essere fatta con criterio, pertanto questi devono essere pianificati in fase di progettazione. Per ogni codice primario viene creato un insieme di 16 codici (un primario e 15 secondari). Alcuni canali, come il canale comune di controllo e quello pilota, utilizzano sempre e solamente il codice primario, mentre gli altri canali fisici in downlink possono utilizzare sia il primario che uno qualunque dei secondari. In ogni caso si cerca sempre di allocare sul codice primario le risorse dei vari utenti serviti da una cella, e solamente quelli che non vi possono essere supportati vengono allocati su un codice secondario (questo è dovuto al fatto che un codice di scrambling non raggiunge comunque la stessa ortogonalità garantita da un codice di canalizzazione).

Scrambling e modulazione nell'uplink

In questa direzione vengono utilizzati due canali indipendenti per la trasmissione del canale fisico di controllo (DPCCH) e quello dei dati (DPDCH), i quali peraltro possono utilizzare differenti valori di SF, mentre lo SF utilizzato per il canale DPCCH in uplink è sempre fissato al valore di 256.

Per ottimizzare l'energia necessaria al terminale mobile per la trasmissione di questo segnale viene utilizzata una tecnica di modulazione definita *dual channel QPSK*. Questa tecnica consiste nel trasmettere sulla componente in quadratura (ramo Q) il canale di controllo, mentre il canale dati viene trasmesso sulla componente in fase (ramo I), e il segnale composito che ne risulta ha caratteristiche molto simili a quelle di un segnale QPSK, ma con la particolarità di trasportare separatamente i due canali come se fossero due segnali modulati BPSK sulla stessa portante (non a caso questa tecnica di modulazione viene altresì definita come *dual code BPSK*).

La Fig. 49 schematizza la modulazione dual channel QPSK e il relativo mapping, ove la componente in quadratura viene trasmessa con una potenza pari al 50% di quella trasmessa sulla componente in fase. Poiché per ogni singolo canale viene utilizzato un solo simbolo (0 o 1), corrispondente ad un singolo chip, risulta essere chiara la differenza del massimo SF applicabile in questa direzione (pari a 256), rispetto a quello applicabile in downlink (pari a 512), per il quale ogni chip rappresenta invece una coppia di bit. La capacità trasmissiva però non cambia in

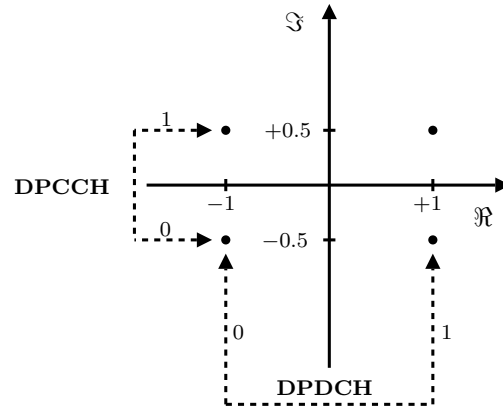


Figura 49: Mapping della modulazione dual channel QPSK.

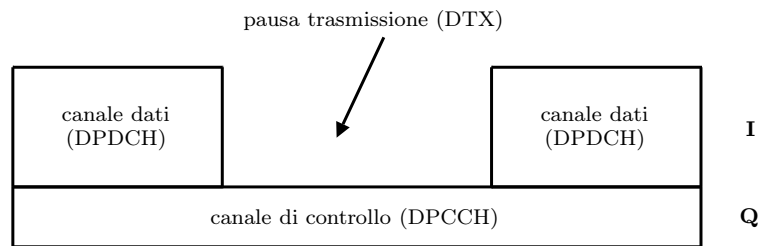


Figura 50: DTX sul canale fisico in uplink.

quanto con quest'ultima tecnica abbiamo la trasmissione dei due canali in divisione di codice, mentre in downlink i due canali sono divisi sulla base del tempo. Con l'utilizzo di questa tecnica di modulazione si possono sfruttare i seguenti vantaggi:

1. totale indipendenza tra il canale di controllo e quello per la trasmissione dei dati;
2. possibilità di trasmettere il canale di controllo con una minore potenza rispetto al canale dati, consentendo così un risparmio di energia per il terminale e, contestualmente, una minore interferenza del canale di controllo verso il canale dati.

Quando viene utilizzata la funzionalità della trasmissione discontinua DTX, è possibile sospendere completamente la trasmissione del canale dati, ma trasmettendo il canale di controllo verrà comunque tenuta in piedi la comunicazione (Fig. 50).

Come si può notare dalla Fig. 51, prima della trasmissione in aria, anche nella direzione di uplink viene applicato un codice di scrambling "complesso", il quale

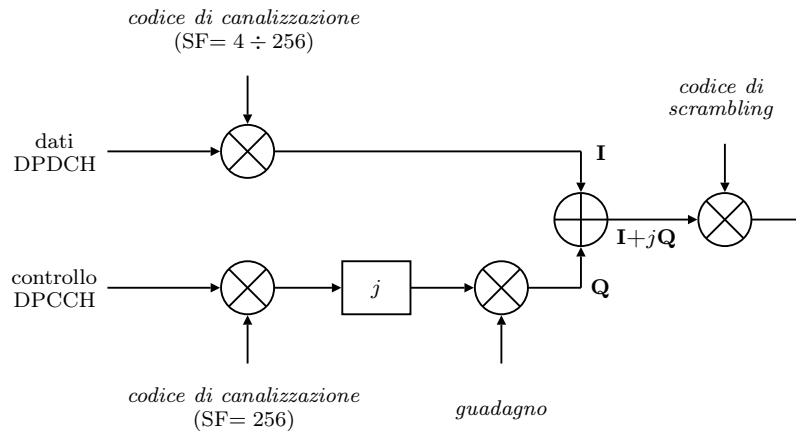


Figura 51: Canalizzazione e scrambling di un canale uplink.

agisce uniformemente sul segnale già modulato e composto dai canali DPDCH e DPCCH. Il fattore *guadagno* nello schema serve per variare il livello di potenza della componente in quadratura rispetto a quella in fase, secondo il principio della modulazione dual channel QPSK. Il codice di scrambling che il terminale mobile deve utilizzare viene definito dal sistema al momento di instaurazione di una chiamata, ed ogni terminale servito in una determinata area utilizza un proprio codice di scrambling.

Caratteristiche del trasmettitore

Nel modo UTRA-FDD il filtro di trasmissione in banda base è a radice di coseno rialzato con fattore di rolloff pari a 0.22, sia in uplink che in downlink. La spaziatura nominale tra le portanti è di 5 MHz, ma la frequenza può essere variata con una granularità di 200 kHz; la frequenza centrale di ogni portante è, quindi, indicata con un'accuratezza di 200 kHz per consentire all'operatore una maggiore flessibilità nella spaziatura delle portanti appartenenti al proprio dominio di frequenze.

5.4 Modalità UTRA-TDD (TD-CDMA)

L'UTRA-FDD o W-CDMA non è l'unica modalità standardizzata per UMTS, e le specifiche internazionali prevedono la possibilità di utilizzare anche la trasmissione con modalità duplex di tipo TDD nelle bande non accoppiate 1900 ÷ 1920 MHz e 2010 ÷ 2.025 MHz. Questa modalità trasmissiva viene identificata con la sigla UTRA-TDD o TD-CDMA.

Con questa soluzione si combinano le modalità già viste nel W-CDMA con la divisione sulla base del tempo delle informazioni che verranno trasmesse nella direzione uplink da quelle trasmesse nella direzione downlink.

Rispetto alle tradizionali tecniche TDD, con l'utilizzo del CDMA è possibile utilizzare gli intervalli temporali destinati alla trasmissione per trasportare più utenti o servizi in contemporanea.

Le informazioni viaggiano sulla stessa portante a tempi alterni, e differenti velocità di trasmissione possono essere gestite mediante assegnazione di periodi più o meno lunghi alle trasmissioni in un senso del collegamento rispetto a quelle dell'altra direzione. Questa caratteristica rende il sistema UTRA-TDD adatto a fornire servizi che presentino una forte asimmetria nella quantità di dati che vengono trasmessi in una connessione (ad es., classi di servizio streaming o interattivo), ma di contro presenta delle difficoltà nella gestione della mobilità. La necessità di sincronizzare sulla stessa portante le trasmissioni downlink e quelle uplink rende questo tipo di accesso più adatto a coprire piccole aree, dove sia richiesta una alta capacità trasmissiva. Guardando il campo di utilizzo del sistema UMTS, possiamo identificare l'UTRA-TDD come modalità idonea per essere utilizzata su piccole celle che coprono aree urbane ad alta densità di popolazione (*picocelle*).

La struttura della trama dell'UTRA-TDD

La struttura di trama utilizzata nell'UTRA-TDD (Fig. 52) è la stessa del W-CDMA, ma sulla base dei TS viene stabilita la capacità di trasmissione nei due sensi del collegamento. I valori di SF che possono essere usati per questo tipo di accesso variano da 1 a 16, e più canali possono essere multiplati su uno stesso TS. In ogni TS i vari utenti accedono a divisione di codice. La capacità di trasmissione viene determinata dalla quantità dei codici disponibili per il numero dei TS assegnati alla direzione del collegamento.

Gli utenti che utilizzano differenti velocità devono essere gestiti assegnando loro una differente quantità di canali elementari. Anche in questo caso sarà possibile variare la velocità di trasmissione degli utenti sulla base del ciclo minimo di trama (10 ms).

Guardando la Fig. 53 si può notare che un utente può utilizzare lo stesso codice su due differenti TS. È comunque possibile per un solo utente utilizzare più codici di canalizzazione in contemporanea su uno stesso slot.

Poiché in questo tipo di accesso si utilizza la stessa portante per entrambi i sensi di trasmissione, è fondamentale che anche la stazione radio base adegui la propria potenza di trasmissione a quella dei terminali di utente, e per aumentare il raggio di copertura di una cella TD-CDMA può essere utilizzata la funzionalità dell'opportunity driven multiple access (ODMA), consentendo ad un terminale mobile di funzionare come ripetitore per il collegamento fornito dalla stazione radio base verso un altro utente.

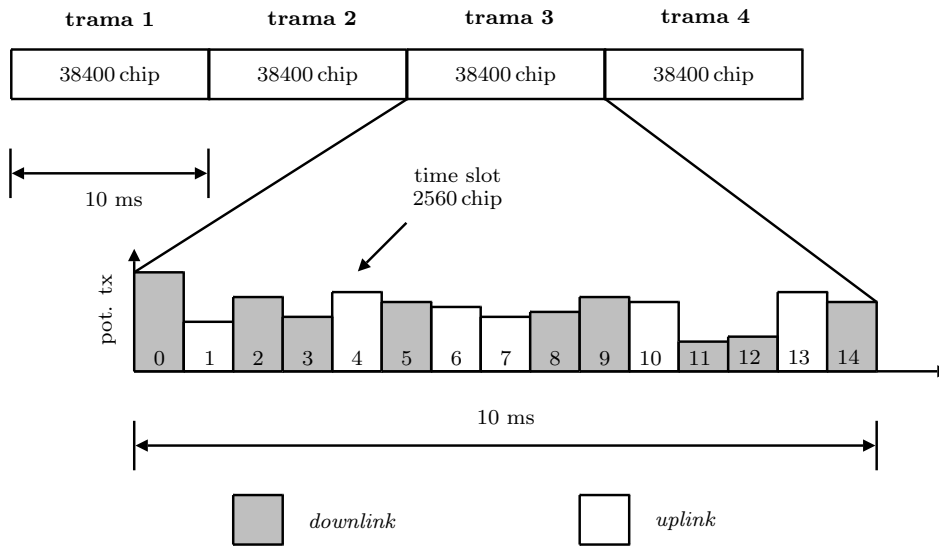


Figura 52: Struttura della trama UTRA-TDD.

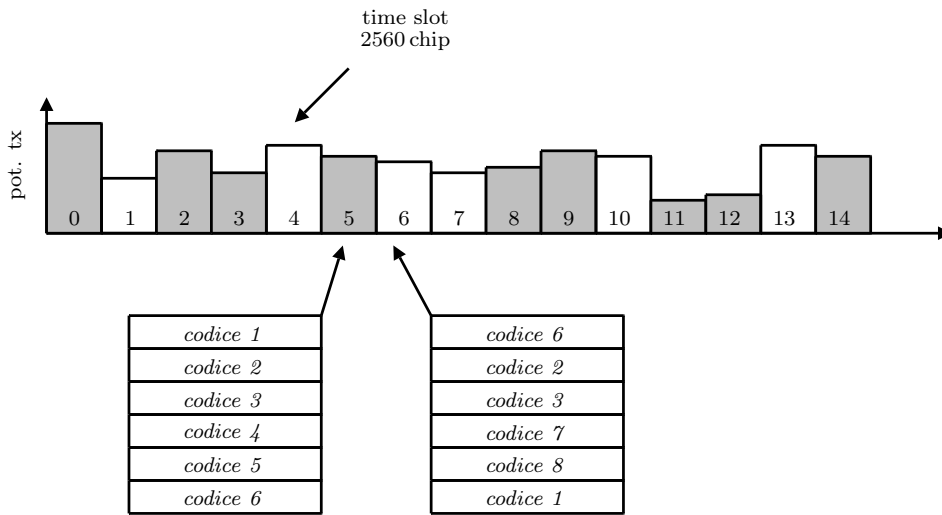


Figura 53: Utenti multipli su uno stesso time slot.

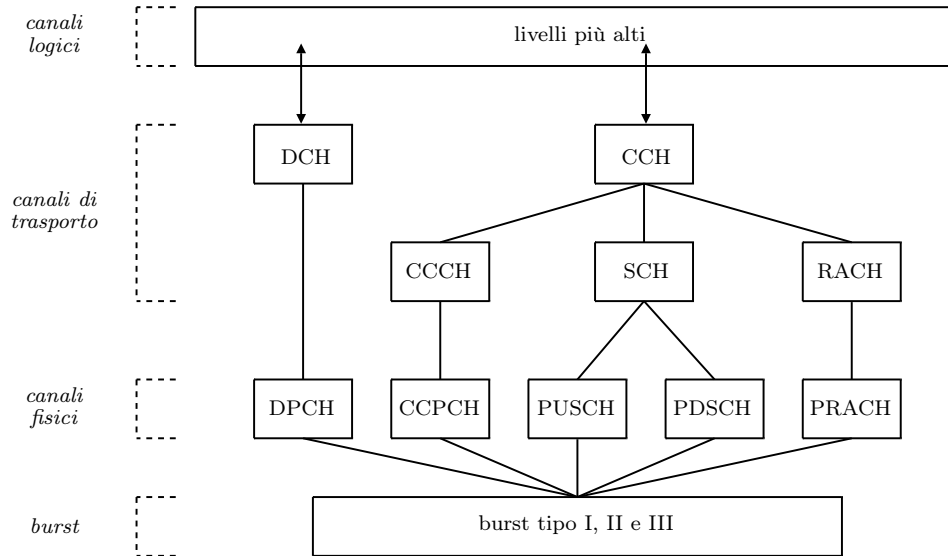


Figura 54: Mapping dei canali di trasporto sui canali fisici UTRA-TDD.

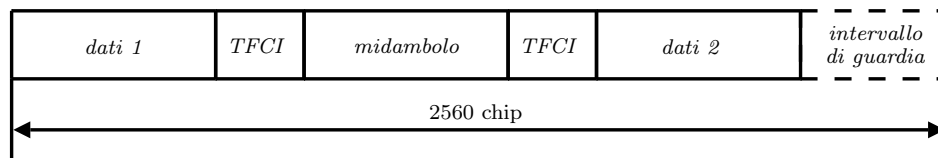


Figura 55: Struttura del burst downlink UTRA-TDD.

Mapping dei canali di trasporto sui canali fisici

I canali di trasporto in modalità UTRA-TDD possono essere suddivisi in canali dedicati e in canali comuni. Ciascuno di questi canali viene poi *mappato* sul corrispondente canale fisico ed infine sui burst, secondo la modalità evidenziata in Fig. 54.

Per il modo UTRA-TDD sono definiti tre tipi di burst. I burst di tipo I e II sono utilizzabili sia in uplink che in downlink e la differenza tra essi è costituita dalla lunghezza del midambolo. Le Figg. 55 e 56 illustrano, rispettivamente, la struttura generale del burst downlink e di quello uplink.

Il burst di tipo III viene utilizzato solo nella direzione uplink, tipicamente per le procedure di handover. Nella Tab. 9 vengono riportate le lunghezze dei campi dati e midambolo per i tre tipi di burst.

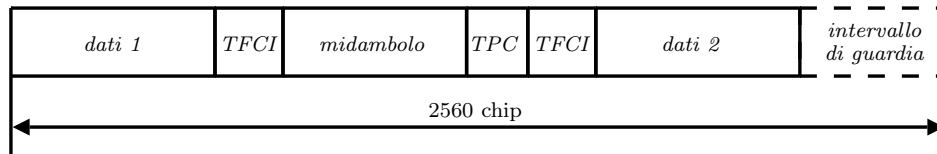


Figura 56: Struttura del burst uplink UTRA-TDD.

Tabella 9: Lunghezze dei campi dati e midambolo per i burst UTRA-TDD.

<i>lunghezze</i>	campo dati 1	midambolo	campo dati 2	int. di guardia
<i>burst tipo I</i>	976 chip	512 chip	976 chip	96 chip
<i>burst tipo II</i>	1104 chip	256 chip	1104 chip	96 chip
<i>burst tipo III</i>	976 chip	512 chip	880 chip	192 chip

Modulazione, spreading e caratteristiche del trasmettitore

Lo schema di modulazione dei dati in UTRA-TDD è il QPSK. I simboli modulati sono moltiplicati per uno specifico codice di canalizzazione di lunghezza $1 \div 16$ (operazione di spreading). I dati modulati, dopo lo spreading, vengono infine moltiplicati per una sequenza pseudo-casuale di lunghezza 16 (operazione di scrambling). Si fa uso degli stessi codici di canalizzazione ortogonali già esposti per il sistema UTRA-FDD. Infine, ciascun chip del trasmettitore viene inviato al filtro sagomatore di impulsi, composto da un filtro a radice di coseno rialzato con un fattore di rolloff pari a 0.22, identico a quello della modalità TRA-FDD.

5.5 Handover e macrodiversità

La possibilità di mantenere in piedi un servizio dato ad un utente che si trova in condizioni di mobilità viene gestito dalle procedure di handover. Nella rete UMTS vengono resi disponibili i seguenti tipi di handover:

1. *inter-handover*: handover tra reti differenti;
 2. *intra-handover*: handover eseguito all'interno della rete UMTS.
1. Per quanto riguarda il primo tipo di handover, questa procedura consente ad un utente UMTS di passare sulla rete GSM/GPRS quando le condizioni di copertura non consentono di mantenere il collegamento sulla rete UMTS. Questo tipo di handover è chiaramente possibile solamente per i servizi che sono supportati anche dalla rete 2G; inoltre, per le trasmissioni dati l'utente risente della minore velocità di trasmissione che tali reti possono raggiungere.

2. Nel caso di intra-handover, questa funzionalità consente ad un utente UMTS di ricevere le risorse necessarie alla sua comunicazione internamente alla stessa rete. L'intra-handover viene gestito dalla rete UMTS avvalendosi della *macrodiversità*, cioè della possibilità di fornire il servizio utilizzando più di un collegamento radio per lo stesso utente. In questa modalità vengono identificate ben quattro procedure di handover che la rete può utilizzare:

- (a) *hard handover*;
- (b) *soft handover*;
- (c) *softer handover*;
- (d) *handover interfrequenza*.

(a) L'hard handover è molto simile alla procedura utilizzata nella rete GSM, e in pratica la connessione dell'utente viene assegnata ad un altro Node-B previo rilascio della connessione stessa dalla stazione radio base servente.

(b-c) Per quanto riguarda il soft e il softer handover, ricordiamo che un utente UMTS ha la possibilità di essere servito da più celle contemporaneamente, grazie alla macrodiversità che è resa possibile dall'utilizzo di ricevitori di tipo Rake. Essi estraggono lo stesso segnale proveniente da sorgenti differenti poiché queste ultime vengono considerate come differenti percorsi del segnale stesso causati da propagazione per cammini multipli. Nella rete UMTS ciascuna cella coinvolta nel collegamento può trasmettere con potenze molto basse, con un conseguente aumento della capacità di cella. Tutte le celle e i rispettivi Node-B coinvolti nel soft-softer handover vengono definiti active set (AS). Con il termine di softer handover si indica la connessione che coinvolge due celle dello stesso Node-B, mentre con il termine soft handover si indica la connessione che sfrutta due celle appartenenti a differenti Node-B. Grazie alla macrodiversità viene assicurata la mobilità dell'utente in modo "dolce", senza cioè dover rilasciare le risorse di una cella prima di ricevere servizio dalle altre adiacenti.

(d) L'handover interfrequenza può essere utilizzato quando all'interno della stessa cella vengono utilizzate più portanti. I motivi che spingono ad utilizzare questo tipo di configurazione sono dettati in fase di pianificazione per consentire alla rete di dare servizi multimediali in aree ad alta densità di popolazione, dove l'utilizzo di una sola portante non è sufficiente a coprire le esigenze di traffico. Un handover interfrequenza viene comunque realizzato in modo hard.

5.6 Il controllo di potenza

A differenza del GSM, dove la potenza viene regolata in trasmissione in funzione del livello ricevuto dal terminale, nel sistema UMTS viene controllato un parametro che ne definisce la qualità del livello (signal-to-interference ratio, SIR), il quale viene determinato dall'RNC, e viene raggiunto mediante trasmissione di un appropriato livello di potenza da parte del Node-B in downlink, e del terminale mobile in uplink.

Il sistema W-CDMA è molto sensibile al controllo di potenza, ed è essenziale che tutti i terminali raggiungano il Node-B con una tale potenza tale da determinare un valore di SIR appropriato. Se il SIR raggiunto è troppo basso il segnale non può venire correttamente decodificato dal terminale mobile, e poiché tutti gli utenti trasmettono in contemporanea, bisogna considerare che il livello di rumore è determinato in buona parte dalla quantità di utenti in connessione. Il comportamento sopra descritto determina quindi le capacità delle risorse radio, poiché maggiore è l'interferenza e maggiore sarà il livello di congestione della cella.

Possiamo quindi comprendere che un buon algoritmo di controllo della potenza potrà ottimizzare al meglio le risorse radio di una cella. A questo controllo è affidata altresì la funzione di mantenere una buona qualità del segnale sul collegamento radio e di mantenerlo stabile. Un altro effetto che va ad influire sul controllo di potenza è la propagazione per cammini multipli, i quali creano ulteriore sorgente di interferenza tra i vari utenti se i codici utilizzati non sono perfettamente ortogonali. Dobbiamo tenere presente inoltre che i terminali sono posti a differente distanza dalla stazione radio base, quindi i loro segnali hanno differenti attenuazioni sul percorso. Poiché le situazioni di propagazione variano soprattutto in funzione della mobilità, questa deve essere controllata molto spesso.

Il controllo di potenza, oltre a ridurre le interferenze nella cella e compensare gli effetti di fading, riduce le interferenze tra le celle adiacenti e consente di salvaguardare il consumo della batteria sul terminale mobile. Nello standard UMTS sono definite delle procedure separate per il controllo sui canali comuni da quelle per i canali dedicati:

1. i canali comuni uplink utilizzano una procedura definita open loop power control (OL-PC);
 2. i canali dedicati utilizzano invece una procedura definita closed loop power control (CL-PC).
1. Il controllo di tipo OL-PC viene utilizzato quando il terminale mobile è in stato di riposo. La stazione base (Node-B) invia sui canali comuni di controllo l'informazione della potenza con cui sta trasmettendo, cosicché il

terminale può comparare questa informazione con il segnale effettivamente ricevuto ed è in grado di calcolarne l'attenuazione di tratta e stimare il livello di potenza necessario per raggiungere un determinato SIR nella direzione uplink. Quando il terminale avvia una procedura di richiesta connessione inizia a trasmettere con un livello di potenza di 10 dB sotto il livello stimato. Se il Node-B non riesce a ricevere correttamente il mobile, quest'ultimo ripete la richiesta aumentando progressivamente la potenza fino a raggiungere il massimo livello calcolato dalle informazioni del sistema. Questa procedura garantisce che una richiesta per una nuova connessione non vada ad interferire con le comunicazioni già in corso.

2. La procedura CL-PC sfrutta due procedure denominate inner loop (IL) e outer loop (OL). Mentre il controllo OL-PC applicato sui canali comuni determina la qualità delle risorse condivise, i controlli CL-PC hanno lo scopo di mantenere la qualità della comunicazione tra UTRAN e terminale mobile con un valore di SIR il più vicino possibile al minimo necessario per la tipologia del servizio richiesto.

L'inner loop power control (IL-PC), detto anche fast power control (FPC), ha il compito di rispondere alle variazioni repentine delle caratteristiche del canale di propagazione, ed è basato sui segnali effettivamente ricevuti sia dal Node-B che dal mobile durante la connessione. Entrambi questi elementi della rete misurano il SIR ricevuto (SIR_{est}), e lo comparano con l'obiettivo di SIR ottimale (SIR_{target}) comunicato dall'RNC tramite i canali di controllo. Se il Node-B rileva un SIR_{est} più basso (alto) del valore SIR_{target} definito dall'RNC, verso il terminale mobile viene inviato un comando TPC con la richiesta di aumentare (diminuire) la potenza in trasmissione. La stessa procedura viene eseguita dal terminale mobile verso l'altra direzione del collegamento. Il comando TPC, trasmesso 1500 volte al secondo in entrambe le direzioni, trasporta l'informazione di aumentare o di diminuire la potenza di un certo livello, e normalmente ha un valore predefinito di 1 dB. È comunque possibile con un solo comando far variare la potenza con un passo molto più ampio.

Con l'OL, l'RNC determina il valore di SIR_{target} che dovrà essere utilizzato nell'IL. L'RNC valuta la qualità del segnale (potenza ricevuta e BER) e, in funzione di questi valori nonché del tipo di servizio richiesto, stabilisce il SIR_{target} da utilizzare sul collegamento. Questo controllo, che viene effettuato indipendentemente per ciascuna connessione, si aggiorna con una frequenza di circa 100 volte al secondo.

Nel caso che un terminale sia impegnato in un soft handover, questo regi-

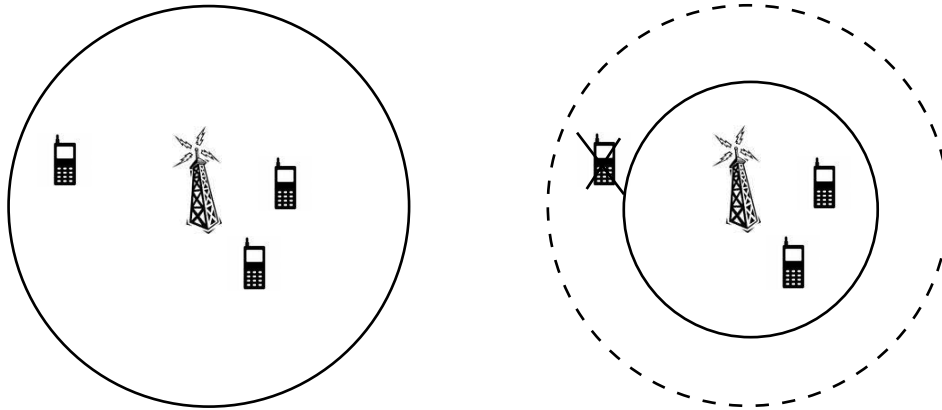


Figura 57: Cell Breathing.

tra tutti i comandi TPC provenienti da tutte le celle dell'AS e, se anche uno solamente comunica al mobile di ridurre la potenza, il comando verrà eseguito. Questo caso avviene ad esempio quando quel particolare Node-B riceve il segnale con un adeguato valore di SIR. Se più di un Node-B comunica di ridurre la potenza, il mobile eseguirà il comando rispetto a quello che comunicherà il più grande valore di diminuzione. Un terminale aumenterà la propria potenza solamente se tutti i Node-B invieranno un comando di aumento della potenza, e questo verrà fatto rispetto a quello che comunicherà il più piccolo valore di incremento. Questo caso avviene quando nessun Node-B riceve un sufficiente segnale dal terminale mobile.

Per effetto del controllo di potenza, le celle UMTS hanno dimensioni variabili (*cell breathing*) (Fig. 57). Quando viene servito un basso numero di utenti, il contributo che viene dato alla componente di rumore è relativamente basso, e questo consente di utilizzare una determinata potenza per raggiungere il desiderato valore di rapporto segnale/rumore necessario alle varie comunicazioni. Quando il numero degli utenti serviti dalla cella aumenta, anche il contributo di rumore aumenta in proporzione, e per mantenere un accettabile rapporto di rapporto segnale/rumore si rende necessario diminuire la potenza in trasmissione per tutti gli utenti serviti, con conseguente riduzione del raggio di copertura della cella stessa. In seguito a questo fenomeno, gli utenti che sono localizzati al bordo della cella vengono a perdere la connessione con la cella servente, pertanto questo effetto deve essere considerato in fase di pianificazione affinché le celle adiacenti possano comunque farsi carico di mantenere le comunicazioni, magari utilizzando la macrodiversità.

Tabella 10: Principali caratteristiche delle modalità UTRA-FDD e UTRA-TDD.

	UTRA-TDD	UTRA-FDD
<i>banda di frequenze</i> [MHz]	1900 ÷ 1920 & 2010 ÷ 2025	uplink: 1920 ÷ 1980 downlink: 2110 ÷ 2180
<i>metodo di accesso multiplo</i>	TDMA, CDMA	CDMA
<i>metodo duplex</i>	TDD	FDD
<i>spaziatura tra i canali</i>	5 MHz	
<i>data rate</i>	2.048 Mbps	
<i>chiprate</i>	3.84 Mcps	
<i>struttura slot temporali</i>	15 slot/trama	
<i>lunghezza trama</i>	10 ms	
<i>multirate</i>	multicodice, multislot OVSF	multicodice OVSF
<i>fattori di spreading (SF)</i>	1 ÷ 16	4 ÷ 512
<i>modulazione</i>	QPSK	
<i>filtro sagomatore</i>	radice di coseno rialzato con rolloff 0.22	
<i>controllo di potenza per canale dedicato</i>	uplink: anello aperto (100 ÷ 200 Hz) downlink: anello chiuso (≤ 800 Hz)	anello chiuso (1500 Hz)
<i>handover intra-frequenza</i>	hard handover	soft handover
<i>handover inter-frequenza</i>	hard handover	

5.7 Differenze tra UTRA-FDD e UTRA-TDD

A chiusura di queste note, riassumiamo, in Tab. 10, le principali caratteristiche e differenze tra la modalità UTRA-FDD e quella UTRA-TDD.

6 Lista degli acronimi

3GPP: 3rd Generation Partnership Project

8PSK: 8-Phase Shift Keying

ADC: Analog-to-Digital Converter

AMPS: Advanced Mobile Phone System

ARFCN: Absolute Radio Frequency Channel Number

AS: Active Set

AuC: Authentication Center

BER: Bit Error Rate

bps: bits per second

BSC: Base Station Controller

BSS: Base Station Subsystem

BTS: Base Transceiver Station

CCCH: Common Control Channel

CCH: Common Channel

CCPCH: Common Control Physical Channel

CDMA: Code Division Multiple Access

CIR: Channel Impulse Response

CL-PC: Closed Loop Power Control

CN: Core Network

cps: chips per second

CS: Code Scheme

DCH: Dedicated Channel

DCS: Digital Cellular System

d.d.p.: densità di probabilità

DCH: Dedicated Channel

DPCCH: Dedicated Physical Control Channel

DPCH: Dedicated Physical Channel

DPDCH: Dedicated Physical Data Channel

DRNC: Drift Radio Network Controller

DSP: Densità Spettrale di Potenza

DTX: Discontinuous Transmission

EDGE: Enhanced Data rates for GSM Evolution

EGSM: Extended Global System for Mobile communications

EGPRS: Enhanced General Packet Radio Service

EIR: Equipment Identity Register

FBI: Feedback Information

FCFS: First Come First Served

FDD: Frequency Division Duplex

FDMA: Frequency Division Multiple Access

FEC: Forward Error Correction

FIR: Finite Impulse Response

FH: Frequency Hopping

FM: Frequency Modulation

FPC: Fast Power Control

FR: Full Rate

FSK: Frequency Shift Keying

GGSN: Gateway GPRS Support Node

GMSC: Gateway Mobile Switching Center

GMSK: Gaussian-filtered Minimum Shift Keying

GPRS: General Packet Radio Service

GPS: Global Positioning System

GSN: GPRS Support Node

GSM: Global System for Mobile communications

HLR: Home Location Register

HR: Half Rate

HT: Hilly Terrain

I: In-phase

IL: Inner Loop

IL-PC: Inner Loop Power Control

IMEI: International Mobile Equipment Identity

IMSI: International Mobile Subscriber Identity

IP: Internet Protocol

IS-54: Interim Standard 54

IS-95: Interim Standard 95

ISDN: Integrated Services Digital Network

ISI: Inter-Symbol Interference

LA: Location Area

LAPD: Link Access Protocol on Data

LOS: Line-Of-Sight

LTE: Long Term Evolution

LTP: Long Term Prediction

MAC: Medium Access Control

MAHO: Mobile Assisted HandOver

MAP: Mobile Application Protocol

ME: Mobile Equipment

MIMO: Multiple Input Multiple Output

MMI: Man-Machine Interface

MMS: Multimedia Messaging Service

MS: Mobile Station

MS-ISDN: Mobile Station International Subscriber Directory Number

MSC: Mobile Switching Center

MSK: Minimum Shift Keying

NLOS: Non Line-Of-Sight

NMT: Nordic Mobile Telephone system

NRZ: Non-Return to Zero

NSS: Network and Switching Subsystem

ODMA: Opportunity Driven Multiple Access

OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access

OL: Outer Loop

OL-PC: Open Loop Power Control

OMC: Operational and Maintenance Center

OSS: Operation Support Subsystem

OVSF: Orthogonal Variable Spreading Factor

p.a.: processo aleatorio

PCM: Pulse Code Modulation

PCS: Personal Communications Service

PDC: Pacific Digital Cellular

PSD: Power Spectral Density

PSK: Phase Shift Keying

PSTN: Public Switched Telephone Network

PDSCH: Physical Downlink Shared Channel

PRACH: Physical Random Access Channel

PUSCH: Physical Uplink Shared Channel

Q: in-Quadrature

QoS: Quality of Service

QPSK: Quaternary Phase Shift Keying

RA: Rural Area

RACH: Random Access Channel

RF: Radio Frequency

RNC: Radio Network Controller

RNS: Radio Network Subsystem

RPE: Regular Pulse Excitation

RTMI: Radio Telefono Mobile Integrato

RTMS: Radio Telephone Mobile System

SCH: Shared Channel

SDMA: Space Division Multiple Access

SGSN: Serving GPRS Support Node

SIM: Subscriber Identity Module

SIR: Signal-to-Interference Ratio

SF: Spreading Factor

SMSC: Short Message Service Center

SMS: Short Message Service

SRNC: Serving Radio Network Controller

SS7: Signaling System 7

TACS: Total Access Communication System

TDD: Time Division Duplex

TD-CDMA: Time Division Code Division Multiple Access

TDMA: Time Division Multiple Access

TFCI: Transport Format Combination Indicator

TMSI: Temporary Mobile Subscriber Identity

TPC: Transmission Power Control

TRAU: Transcoding and Rate Adaptation Unit

TS: Time Slot

TU: Typical Urban

UMB: Ultra Mobile Broadband

UMTS: Universal Mobile Telecommunication System

UTRAN: UMTS Radio Access Network

UW: Unique Word

v.a.: variabile aleatoria

VLR: Visitor Location Register

WAP: Wireless Application Protocol

WARC: World Administrative Radio Conference

W-CDMA: Wideband Code Division Multiple Access

WH: Walsh-Hadamard

WSSUS: Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scatterer

Bibliografia

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 2001.
- [2] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, Part I: Characterization," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35 (7), pp. 90-100, Jul. 1997.
- [3] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, Part II: Mitigation," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35 (7), pp. 102-109, Jul. 1997.
- [4] A. Mehrotra, *GSM System Engineering*. Boston, MA, USA - London, U.K.: Artech House, 1997.
- [5] ETSI I-ETS 300 033, European digital cellular telecommunications system (Phase 1); Radio Transmission and Reception (GSM 05.05), 2001.
- [6] C. Bettstetter, H.-J. Vögel, and J. Eberspächer, "GSM phase 2+ general packet radio service GPRS: Architecture, protocols, and air interface," *IEEE Commun. Surveys*, Vol. 2 (3), 1999. [Online.] Available: <http://www.comsoc.org/livepubs/surveys/public/3q99issue/bettstetter.html>
- [7] J.-H. Huang, S.-Z. Su, and J.-H. Chen, "Design and performance analysis for data transmission in GSM/GPRS system with voice activity detection," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 51 (4), Jul. 2002.
- [8] H. Holma, A. Toskala, *UMTS - Accesso Radio ed Architettura di Rete* (trad. a cura di F. Muratore, S. Barberis). Roma, Italia: Telecom Italia Lab, 2002.