

Elementi sull'accesso radio nelle reti cellulari 3G - UMTS

Prof. Gaetano Giunta

Accesso multiplo a divisione di tempo e di frequenza, segnale e spettro radio.

I sistemi cellulari sono, per la loro natura wireless, sistemi ad accesso condiviso tra più utenti. Le reti cellulari sono strutturate mediante un'organizzazione gerarchica in cui il gestore della rete (operatore) fornisce il servizio di accesso, instaura il collegamento, verifica la qualità del servizio, modifica parametri operativi del collegamento in tempo reale, effettua la tariffazione dei servizi usufruiti.

Per consentire a più utenti l'utilizzo contemporaneamente delle stesse infrastrutture senza interferenza reciproca, le zone coperte dalla rete spazialmente suddivise in "celle", parzialmente sovrapposte ai margini. Pertanto, utenti connessi con celle non contigue sono non interferenti dal punto di vista elettromagnetico per la loro diversa collocazione spaziale anche se condividono parametri operativi comuni.

Viceversa, utenti della stessa cella (o celle contigue parzialmente sovrapposte) necessitano di una diversa logica di separazione dei collegamenti in quanto condividono realmente la medesima risorsa (es. sono connessi alla stessa stazione radio base). I sistemi cellulari utilizzano tre diverse tecniche (talvolta combinate) di accesso multiplo: accesso multiplo a divisione di tempo (TDMA), accesso multiplo a divisione di frequenza (FDMA), accesso multiplo a divisione di codice (CDMA). In particolare, i primi due sono tipici della rete GSM-GPRS, mentre l'ultimo è peculiare dei sistemi di terza generazione (3G) del tipo UMTS.

Nel TDMA i vari utenti trasmettono e ricevono dati utilizzando *a turno* l'intera risorsa radio a disposizione. Analoghe procedure di *multiplexing* temporale sono anche comunemente utilizzate per il *time sharing* di risorse come nel caso di punto di accesso internet condiviso tra più utenti. In altre parole, il canale radio è temporalmente allocato *totalmente* ad un primo utente che trasmette i suoi dati, quindi al secondo utente trasmettente, poi al terzo e così via, fino all'ultimo utente; al termine, il sistema di turnazione riprende ciclicamente dal primo utente attivo. La gestione dei *time slot* spetta alla rete che può assegnare la risorsa radio anche con criteri diversi da quello circolare, ad esempio privilegiando utenti con collegamenti a maggiore quantità di dati, qualità di servizio, o costi di tariffazione.

La tecnica FDMA si basa invece sulla allocazione di risorse spettrali (frequenziali), anziché temporali, quali i canali radio (costituiti da una porzione o banda dello spettro radio disponibile). In altre parole, gli utenti attivi possono trasmettere occupando *contemporaneamente* (anziché a turno) tutti gli istanti di tempo disponibili, ma utilizzando canali radio (bande) differenti. Nell'FDMA il multiplexing è pertanto effettuato nel dominio spettrale anziché temporale.

Per definire lo *spettro* di un segnale radio, consideriamo una sequenza di istanti temporali in corrispondenza dei quali sono trasmessi i campioni dell'informazione. E' allora possibile definire una trasformazione lineare del segnale radio per esprimere l'informazione trasmessa, originariamente in funzione della variabile indipendente "tempo", in funzione della variabile "frequenza". Tale trasformazione è detta trasformata di Fourier (in versione continua o discreta). Nella versione discreta è definita come il prodotto tra una matrice quadrata, composta da campioni di funzioni armoniche o sinusoidali, per il vettore dei dati ed è implementabile mediante l'algoritmo di calcolo veloce FFT. Il risultato di tale procedura consiste appunto nell'esprimere l'informazione trasmessa in funzione della variabile "frequenza" (lo *spettro* radio). La trasformazione è facilmente invertibile nel caso discreto mediante FFT inversa ovvero prodotto matrice inversa per vettore. In altre parole, il segnale radio si ottiene mediante la trasformazione inversa dello spettro dal dominio della frequenza a quello del tempo.

Nel TDMA basta attribuire un certo insieme di istanti ad ogni utente, diverso da utente ad utente, mentre tutti gli utenti condividono l'intero spettro disponibile. Nell'FDMA la gestione è perfettamente duale: tutti gli utenti trasmettono in tutti gli istanti di tempo ma ogni utente utilizza solo alcuni coefficienti spettrali. L'interferenza è pertanto assente se i coefficienti spettrali sono assegnati in uso esclusivo a ciascun utente. Oltre che nella telefonia mobile 1G e 2G (ETACS e GSM), la tecnica a divisione di frequenza (FDM) è anche utilizzata in molti sistemi broadcasting (televisione commerciale terrestre e satellitare, radiodiffusione), nei modem ADSL e in molte versioni dello standard Wi-Fi.

Spreading e despreading di codice.

Nell'accesso radio delle reti UMTS si usa la tecnica di accesso multiplo a divisione di codice a banda larga (W-CDMA).

Sia b_i il generico bit informativo dell' i -esimo ($1 \leq i \leq N$) utente da trasmettere in un gruppo di N utenti attivi, con $b_i \in \{-1, 1\}$.

Definiamo una famiglia di N codici $C \equiv \{\underline{c}_1, \underline{c}_2, \dots, \underline{c}_N\}$ di lunghezza L , cioè tali che il generico codice c_i (con $1 \leq i \leq N$ ed appartenente a C) sia la sequenza binaria (geometricamente, il vettore di dimensione L) $\underline{c}_i = [c_{i1} \ c_{i2} \ \dots \ c_{iL}]$ con $c_{ih} \in \{-1, 1\}$. Ogni elemento binario c_{ih} dei codici è detto *chip*, per distinguere l'elemento c_{ih} di codice (il "chip") dal contenuto informativo b_i da trasmettere (il "bit").

Sia $\underline{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_L] \in \mathfrak{R}^L$ il rumore additivo di tipo randomico, a campioni reali mutuamente indipendenti (w_i indipendente da w_j) casuali ed indipendenti dal segnale radio trasmesso, che il ricevitore prende dall'antenna, ove ogni campione w_i è statisticamente caratterizzato da una media (o valore atteso) nulla e varianza (che coincide con il valore quadratico medio - o potenza - essendo w_i a media nulla) σ^2 .

Ciascuno degli N codici della famiglia può essere assegnato ad un solo utente della rete mobile dal gestore della cella. Pertanto è importante che gli N codici siano tra loro ortogonali (il prodotto scalare tra i chip di due codici diversi è zero), cioè (come accade per i codici di Walsh-Hadamard, usati come codici di canalizzazione in UMTS con lunghezza di default pari a $L = 256$):

$$\underline{c}_i \bullet \underline{c}_i = L \text{ e } \underline{c}_i \bullet \underline{c}_j = 0 \text{ per } i \neq j$$

oppure, almeno, "quasi" ortogonali (prodotto scalare "quasi" nullo), cioè:

$$\underline{c}_i \bullet \underline{c}_i = L \text{ e } \underline{c}_i \bullet \underline{c}_j = \rho_{ij} \text{ con interferenza } \rho_{ij} \text{ tra i due codici molto minore di } L \text{ (in modulo) ovvero } |\rho_{ij}| / L \ll 1.$$

Ogni bit informativo b_i dell'utente i -esimo è codificato mediante l'operazione di *spreading* con il codice \underline{c}_i . In altre parole, il segnale radio trasmesso è $+\underline{c}_i$ se il bit è $+1$, oppure $-\underline{c}_i$ se il bit è -1 . Il nome di *spreading* si giustifica con lo *sparpagliamento* dei bit di informazione su più chip fisici. Pertanto, il fattore L prende anche il nome di *spreading factor*.

Il segnale radio trasmesso (dato dalla sovrapposizione di più utenti) è rappresentabile come:

$$\underline{t} = b_1 \underline{c}_1 + b_2 \underline{c}_2 + \dots + b_N \underline{c}_N$$

il segnale radio ricevuto dall'antenna (dopo la compensazione automatica – mediante un adeguato fattore moltiplicativo – dell'attenuazione dovuta al canale radio ed affetto da rumore \underline{w} additivo d'antenna) sarà:

$$\underline{r} = \underline{t} + \underline{w} = b_1 \underline{c}_1 + b_2 \underline{c}_2 + \dots + b_N \underline{c}_N + \underline{w}$$

Il ricevitore dell'utente i -esimo effettua la decodifica, detta *despreading*, mediante il prodotto scalare (diviso per la lunghezza di codice L) con il codice \underline{c}_i dell'utente i -esimo e decide per b_i' relativamente al bit trasmesso b_i sulla base del segno del risultato d_i dell'operazione (definiamo $v_i = \underline{w} \bullet \underline{c}_i / L$ il contributo di rumore al decisore):

$$d_i = \underline{r} \bullet \underline{c}_i / L = (b_1 \underline{c}_1 + b_2 \underline{c}_2 + \dots + b_N \underline{c}_N + \underline{w}) \bullet \underline{c}_i / L = (b_1 \underline{c}_1 \bullet \underline{c}_i + b_2 \underline{c}_2 \bullet \underline{c}_i + \dots + b_N \underline{c}_N \bullet \underline{c}_i + \underline{w} \bullet \underline{c}_i) / L = \\ = b_1 \rho_{1i} / L + b_2 \rho_{2i} / L + b_i + \dots + b_N \rho_{Ni} / L + v_i$$

Regola di decisione del bit al ricevitore $b_i' = \text{sign} [d_i]$

La decisione è corretta se $b_i' = b_i$ altrimenti se $b_i' \neq b_i$ la decisione è errata. La probabilità di errore (sul bit) valuta la bontà del collegamento. L'errore può essere rivelato da opportune codifiche addizionali (es. bit di parità del CRC). Se la probabilità di errore è superiore ad un certa soglia (dipendente dalla qualità del servizio richiesta) il gestore della rete deve prendere provvedimenti (aumento della potenza trasmessa, utilizzo di codifiche a correzione diretta di errore, hard o soft handover, ecc.).

Il metodo di ricezione basato su codici ortogonali di Walsh-Hadamard del tipo OVVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor) funziona anche in presenza di utenti che trasmettono a velocità multipla o frazione di potenza di due, purché i codici siano determinati da un'apposita struttura di generazione ad albero. Ad esempio, per poter dimezzare il proprio bit rate, l'utente i -esimo adotterà un codice c_k di lunghezza $2L$ scelto tra i 2 codici "figli", esprimibili come giustapposizione di due codici di lunghezza L scelti tra $c_{k1} = [c_i \ c_i]$ oppure $c_{k2} = [c_i \ -c_i]$. Infatti, se c_i e c_j sono due codici ortogonali di lunghezza L , c_j e metà codice c_k risulteranno per costruzione ortogonali.

Similmente, se l'utente i -esimo intendesse raddoppiare il proprio bit rate passando dal codice c_i di lunghezza L ad un codice c_h di lunghezza $L/2$, per l'ortogonalità basta che operi con il proprio codice "genitore" c_h , essendo c_i stato costruito da una delle due relazioni: $c_i = [c_h \ c_h]$ oppure $c_i = [c_h \ -c_h]$.

Robustezza dello spreading all'interferenza multi-utente ed al rumore additivo.

Esaminiamo separatamente le prestazioni del ricevitore (*despreader*) in termini di interferenza multi-utente (fattori ρ_{ji}) ed immunità al rumore (fattore v_i).

Riguardo all'effetto dell'interferenza multi-utente, se i codici fossero tutti rigorosamente ortogonali, il decisore opererebbe sulla variabile:

$$d_i = \underline{r} \cdot c_i = b_i + v_i$$

In pratica, per rumori non elevati (cioè $|v_i| < 1$), il sistema rileva correttamente il bit trasmesso b_i .

Se i codici sono quasi ortogonali, l'effetto dell'interferenza dipende dall'entità degli N fattori di correlazione ρ_{ji} e dal segno (casuale) dei prodotti fattori $b_j \rho_{ji}$ essendo infatti:

$$d_i = \underline{r} \cdot c_i = b_i + \sum_j b_j \rho_{ji} / L + v_i$$

che fornisce il bit trasmesso b_i senza errori se $|\rho_{ij}| / L < 1 / N$.

Quest'ultima condizione (cautelativa) pone un vincolo al numero massimo di utenti *attivi* per cella per evitare errori dovuti all'interferenza. Il carico di cella è pertanto limitato dall'interferenza multi-utente.

Riguardo all'effetto del rumore additivo, occorre notare che il segnale ricevuto \underline{r} , che include il termine di rumore, è moltiplicato per una costante opportuna che amplifica anche la componente di rumore. In realtà, sarebbe quindi più corretto parlare di effetto della limitata potenza di segnale utile ricevuta sull'antenna, a causa delle attenuazioni di canale radio e/o grande distanza tra trasmettitore e ricevitore. In pratica, il confronto si effettua sul rapporto segnale/rumore (SNR), ovvero rapporto tra la potenza di segnale utile e quella dei campioni di rumore, valutati prima e dopo il *despreader*.

Il decisore, supponendo trascurabile l'effetto di interferenza prima esaminato, opera sul valore:

$$d_i = \underline{r} \cdot c_i \cong b_i + v_i$$

All'ingresso del ricevitore (dopo il moltiplicatore che compensa l'attenuazione) e prima del *despreader*, ogni chip binario del segnale utile $b_i \ c_{ih}$ risulta essere di potenza unitaria, essendo i chip pari a 1 oppure -1. Dopo il *despreading*, la potenza (= valore quadratico medio) del segnale utile (b_i) è ancora unitaria.

Riguardo al rumore, avevamo assunto che la potenza (=varianza) dei campioni di rumore w_j prima del despreading è pari a σ^2 . Dopo il *despreading*, la potenza (=varianza) della componente di rumore al decisore $v_i = \underline{w} \cdot c_i / L$ risulta essere pari a σ^2 / L poiché, in base alle regole del calcolo delle probabilità e statistica, la media (cioè la somma / L) di L variabili indipendenti ha una varianza pari alla somma delle varianze dei singoli termini ($L\sigma^2$) divisa per L^2 .

Il rapporto tra SNR_{out} (SNR dopo del *despreading*) e SNR_{in} (SNR prima del *despreading*) risulta:

$$SNR_{out} / SNR_{in} = [1 / (\sigma^2 / L)] / [1 / \sigma^2] = L$$

Pertanto, il rapporto segnale/rumore migliora di un fattore L (lunghezza di codice) che assume perciò il nome di *processing gain*.

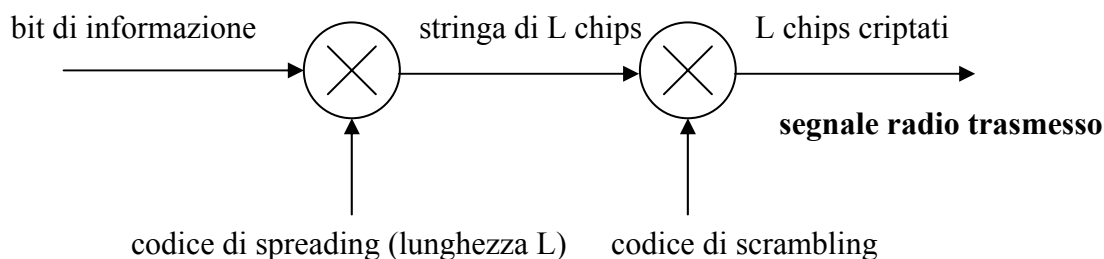
Come corollario, è da notare come la tecnica di codifica basata sullo *spreading* consenta di operare anche con una potenza di trasmissione (e quindi un SNR_{in}) piccoli a piacere, purché la lunghezza di codice L (pari al *processing gain* del *despreader*) sia “sufficientemente” grande. Si tratta pertanto di una tecnica idonea anche a collegamenti a grande distanza o con forti attenuazioni, quali comunicazioni e localizzazione satellitare (GPS, Galileo), comunicazioni inter-planetarie, comunicazioni sottomarine, che possono richiedere lunghezze L di codice assai elevate (da milioni a migliaia di miliardi di chip).

Inoltre, lo *spreading* si presta ad implementare comunicazioni nascoste in ambito di sicurezza civile o militare. In tal caso, il codice c_i agisce come chiave simmetrica per cifrare e decifrare il messaggio. Inoltre, il livello di potenza con cui il segnale è trasmesso può essere addirittura minore del livello del rumore. In tal modo, la comunicazione dati è nascosta “sotto” il “background noise”, rendendo impercettibile all'ascoltatore non autorizzato sia il messaggio che la sua trasmissione (senza chiave non è possibile rivelare non solo il messaggio ma anche se e quando il messaggio nascosto è stato inviato).

Oltre all'operazione di *spreading*, nelle reti UMTS è anche effettuata l'operazione di *scrambling*. In principio, si tratta di una moltiplicazione chip a chip tra la sequenza dati ed un codice noto al trasmettitore ed al ricevitore. In altre parole, è come applicare ai dati un ulteriore *spreading* con lunghezza $L=1$. Lo scopo è di cifrare l'informazione trasmessa con un'ulteriore chiave simmetrica (il codice di *scrambling*) che renda la stringa trasmessa statisticamente ortogonale rispetto ad altri flussi dati che utilizzano codici di *scrambling* differenti. Per tale scopo sono utilizzati codici quasi ortogonali del tipo PN (pseudo-noise), quali il codice di Gold. Tali codici sono assai robusti rispetto a shift e ritardi temporali e sono pertanto idonei nella sincronizzazione iniziale tra trasmettitore e ricevitore. L'aggiunta dello *scrambling* aumenta la robustezza del sistema complessivo nei confronti dell'interferenza inter-cella (celle contigue usano codici di *scrambling* differenti) e, inoltre, consente di raggiungere bit rate più elevati mediante l'uso di più operatori *scrambling* in parallelo (come nello schema operativo dell'HSDPA).

Schema complessivo di comunicazione.

Trasmettitore:



Ricevitore:

