

Introduzione

L'attuale sfida nel campo delle comunicazioni è costituita dalla necessità di permettere lo scambio sia di dati che di traffico in tempo reale, fra utenti liberi di spostarsi. Si cerca, quindi, di coniugare due aspetti diversi come la comunicazione e la mobilità; tale fine è stato raggiunto utilizzando un approccio di tipo gerarchico per la struttura della rete wireless. L'esempio più celebre in tal senso è l'attuale rete radiomobile GSM, nella quale la stazione base ha un ruolo preponderante nei confronti di tutte le altre stazioni mobili. Infatti, la comunicazione fra utenti non può prescindere dalla sua presenza, in quanto il traffico deve assolutamente transitare attraverso questo nodo di rete che, oltretutto, svolge una serie notevole di altre funzioni per i terminali radiomobili che si trovano nella cella da essa presieduta. E' evidente, perciò, il ruolo di controllore centralizzato detenuto dalla stazione base nei confronti dei suddetti radiomobili; un suo eventuale guasto non consentirebbe la comunicazione degli utenti che si trovassero nella cella in questione. Una rete cellulare di questo tipo è, infatti, definibile come "single hop".

In alternativa a questa strategia adottata, ci si sta indirizzando sempre più spesso verso la realizzazione di una tipologia di comunicazione fra terminali "alla pari", in cui tutte le entità coinvolte gestiscono in modo distribuito le risorse a disposizione. Viene quindi cancellata la distinzione appena descritta fra stazione radio base e radiomobile, con tutte le implicazioni, non solo di carattere ingegneristico, che una decisione in questa direzione porta con sé. In questo tipo di architettura

tutte le stazioni devono riuscire a coordinarsi fra loro nel tentativo di accedere alla risorsa condivisa, facendo in modo che la comunicazione mantenga, per quanto possibile, determinati requisiti di qualità e prescindendo dai mutamenti topologici indotti dalla mobilità di ciascun utente. Il rovescio della medaglia è descrivibile in termini di distribuzione, fra i diversi terminali, del carico di lavoro, che nella rete wireless “single hop” è prerogativa delle sole stazioni base.

Nei diversi approcci seguiti nel campo della comunicazione radiomobile, e qui brevemente delineati, si possono rilevare i punti di vista adottati con la contrapposizione di termini quali *single hop*, *controllo centralizzato* e *gerarchico* da un lato ed il *multihopping*, il *controllo distribuito* e la comunicazione *alla pari* dall'altro, senza omettere anche l'aspetto economico, che determina il differente costo nella gestione della rete. Infatti la filosofia tesa a perseguire la realizzazione di una rete multihopping coincide con l'esigenza di limitarne i costi, che sono piuttosto elevati nel caso in cui si adotti una rete a controllo centralizzato.

Una scelta di tipo distribuito pone così tutta una serie di problematiche di difficile e non univoca soluzione; tra queste, il cosiddetto problema M^3 (Multihopping, Mobile, Multimedia) [21] che sottolinea anche un aspetto sempre più preponderante nella comunicazione radiomobile odierna, ossia l'esigenza di permettere la coesistenza di servizi diversi, quali i dati ed il traffico in tempo reale. Questa ulteriore necessità deve essere affrontata tenendo conto dei diversi requisiti di qualità esistenti fra la comunicazione in tempo reale, da un lato e quella di dati, dall'altro.

Uno dei possibili supporti di questa architettura distribuita è il sistema radio UltraWideBand (UWB), concepito quasi mezzo secolo fa, ma utilizzato finora nello stretto ambito militare, le cui caratteristiche sono

estremamente peculiari e tali da renderlo piuttosto versatile al variare delle diverse esigenze di utilizzo. Nello scenario odierno, in cui lo spettro delle frequenze è una risorsa scarsa, si tende con sempre maggiore decisione ad un impiego dei cosiddetti sistemi di comunicazione a spettro espanso. Questi ultimi invadono ampie porzioni dello spettro utilizzato dai tradizionali sistemi di comunicazione a banda frazionale stretta, ma con potenze nettamente inferiori. L'UWB appartiene a questa categoria di sistemi aventi un'ampia occupazione spettrale.

Il presente lavoro è rivolto ad un confronto fra schemi di accesso multiplo nel sistema radio UWB ed alla realizzazione di una procedura per il controllo di potenza.

Nel primo capitolo è brevemente descritto il sistema radio Ultra Wide Band, nei suoi elementi costitutivi, quali il segnale, il suo spettro, il ricevitore e le prestazioni in termini di rapporto segnale a rumore. E' descritto, inoltre, l'accesso multiplo ed una possibile alternativa allo schema di decisione adottato nel corso della trattazione.

Il secondo capitolo è indirizzato all'analisi di due diversi schemi di accesso multiplo: da un lato il Time Hopping Code Division Multiple Access (TH/CDMA) e dall'altro il Time Division Multiple Access CDMA (TDMA/CDMA). Il confronto fra i due meccanismi di accesso avviene sulla base del massimo numero di utenti che possono contemporaneamente utilizzare la risorsa. Sulla base del confronto, si evidenzia la necessità di un meccanismo che controlli la potenza di ogni terminale.

Nel capitolo successivo sono quindi descritti i principi che determinano l'introduzione di tale procedura di controllo, sia nei sistemi cellulari che in quelli distribuiti; sono inoltre discussi i differenti

approcci adottati in tale senso. Infine si introducono i criteri utilizzati nella realizzazione di una procedura per il controllo di potenza, per i sistemi basati su UWB, di tipo distribuito.

Nel quarto capitolo sono delineati i risultati ottenuti dall'uso di tale procedura mediante un opportuno simulatore ed evidenziate le conclusioni, insieme ad i possibili spunti per migliorare ulteriormente il meccanismo per il controllo di potenza nel caso UWB.

L'ultimo capitolo è destinato alle conclusioni dell'intero lavoro.

I. Il sistema radio UWB

Il sistema radio Ultra Wide Band, denominato anche Impulse Radio, utilizza degli impulsi per trasmettere l'informazione, a differenza dei sistemi di comunicazione a banda frazionale stretta che impiegano una portante sinusoidale. Questa peculiarità viene spesso sottolineata dall'utilizzo, in letteratura, di una serie di sinonimi quali *carrier free*, *banda base e non sinusoidale* [20]. Il nome UWB deriva dall'elevata occupazione spettrale, superiore al Ghz, risultante dalla durata dei suddetti impulsi, che sono nell'ordine della frazione di nanosecondo. Appartiene, perciò, ai cosiddetti sistemi di comunicazione a spettro espanso (Spread Spectrum - SS) che sfruttano tutta una serie di particolarità e che sono descritti in termini di alcuni parametri caratteristici, tra i quali il guadagno di processo, l'accesso multiplo, la resistenza ai cammini multipli ed alle interferenze e la bassa probabilità di intercettazione e rivelazione. Nel corso del presente capitolo, saranno brevemente evidenziate le caratteristiche del sistema radio UWB dal punto di vista fisico ed illustrate alcune delle precedenti proprietà dei sistemi SS, riferendole al solo caso in esame.

Il primo paragrafo ha per oggetto l'analisi del segnale UWB, svolta per intero nel dominio del tempo; il secondo illustra brevemente l'occupazione spettrale di un segnale siffatto ed infine, il terzo è riservato alla descrizione del ricevitore UWB ed alle relative prestazioni, in termini di rapporto segnale a rumore. Il quarto paragrafo è destinato

all'accesso multiplo ed al rapporto segnale a rumore ottenibile in tali condizioni, facendo riferimento al ricevitore introdotto in precedenza.

Nell'ultimo paragrafo viene descritto un ulteriore meccanismo di decisione utilizzabile a valle del ricevitore UWB e confrontato con quello impiegato al terzo paragrafo.

I.1 Il segnale Ultra Wide Band

La principale caratteristica del segnale UWB è quella di essere di banda base: non utilizza, infatti, una portante sinusoidale ed è costituito da una serie di impulsi, opportunamente spaziatati nel tempo, chiamati monocicli. La durata di ciascun monociclo è dell'ordine del nanosecondo (o anche meno) e questo comporta, come si vedrà più avanti, un'occupazione spettrale che va, grosso modo, dalla continua fino a qualche Ghz. Quindi il segnale può propagarsi anche attraverso i materiali quali, ad esempio, le pareti e può pertanto essere utilizzato in un contesto di radiomobili a corto raggio in ambienti al coperto (una Wireless-LAN, ad esempio).

Una durata così breve dell'impulso permette, inoltre, di trascurare gli effetti del fading anche in ambienti *indoor* nei quali i cammini multipli, dovuti soprattutto a fenomeni riflessivi, sono presenti in numero elevato. Il segnale UWB del generico trasmettitore è quindi costituito da una sequenza di monocicli aventi una forma d'onda indicata con $w(t)$; il segnale

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t - jT_f) \quad (1.1)$$

è costituito, perciò, da un treno di impulsi equispaziati, nel dominio del tempo, di T_f , chiamato *frame time*. Il tempo di frame è il periodo di ripetizione degli impulsi (figura 1.1). La durata di T_f è dell'ordine delle centinaia di nanosecondi e, pertanto, il *duty cycle* della (1.1) risulta estremamente basso: questo implica che il segnale trasmesso ha una densità di potenza spettrale molto ridotta. Questa caratteristica, a sua

volta, produce una maggiore immunità alle interferenze prodotte nei confronti di altri servizi di tipo wireless, operanti nella banda di frequenze in questione ed un risparmio in termini di potenza per i radiomobili.

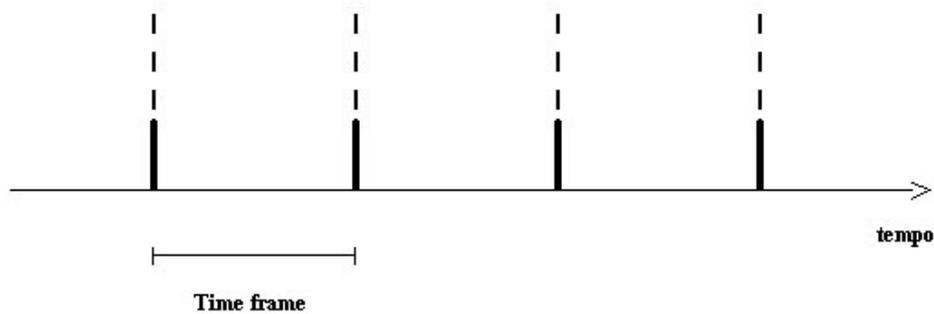


Figura 1.1

Per permettere a più utenti di trasmettere contemporaneamente, si introduce nella (1.1) un ulteriore sfasamento temporale chiamato di *time hopping* (TH). Infatti, in un contesto caratterizzato da un numero crescente di trasmettitori UWB, non si può trascurare la probabilità che due di questi trasmettano nello stesso istante di tempo ed il segnale (1.1) non permetterebbe di evitare che si verifichi una collisione fra gli impulsi di uno e quelli dell'altro. Al fine di consentire l'accesso multiplo, il generico trasmettitore k impiega una sequenza di TH $\{c_j^{(k)}\}$ costituita da interi positivi tali che

$$0 \leq c_j^{(k)} < N_h, \text{ con } c_j = c_{j+N_p} \quad \forall k$$

e, quindi, di periodo N_p . La modalità d'accesso multiplo TH permette di

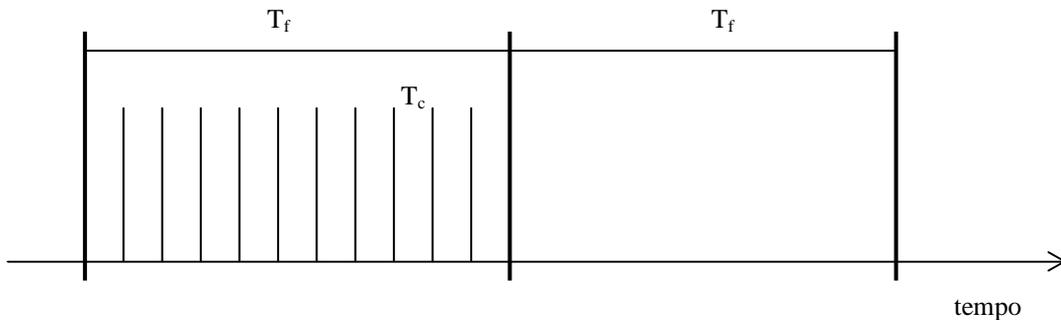
traslare il j-esimo monociclo all'interno di T_f di un tempo multiplo di T_c . Per il k-esimo trasmettitore, si ottiene quindi il segnale seguente

$$s^{(k)}(t) = \sum_j w(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c) \quad (1.2)$$

Ora, affinché il monociclo, appartenente ad un generico frame, non invada il successivo, dovrà essere

$$N_h T_c \leq T_f \quad (1.3)$$

Il rapporto $T_f/(T_c N_h)$ indica quindi la frazione di tempo del periodo T_f in cui è possibile il time-hopping. Si può pertanto immaginarlo suddiviso in N_h intervalli temporali, ciascuno di durata T_c , come rappresentato nella seguente figura. Al fine di migliorare il SNR si fa tendere il rapporto $T_f/(T_c N_h)$ ad uno, come si vedrà nei paragrafi successivi (I.3).



Nell'espressione (1.2) non compare ancora l'informazione da trasmettere; viene introdotto un ulteriore sfasamento temporale al fine di permettere la trasmissione di un simbolo binario. Nel caso di trasmissione del simbolo binario 1, il monociclo presenta una traslazione nel tempo di δ , cosa che non avviene nel caso di trasmissione di un simbolo 0.

In definitiva, il segnale UWB per il k-esimo trasmettitore è dato dalla

seguinte espressione

$$s^{(k)}(t) = \sum_j w(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta D_{\lfloor j/N_s \rfloor}^{(k)}) \quad (1.4)$$

nella quale $D_{\lfloor j/N_s \rfloor}$ rappresenta una sequenza di simboli binari. Occorre precisare che la notazione $\lfloor x \rfloor$ sta ad indicare la parte intera di x e viene perciò trasmesso un unico simbolo binario ogni N_s monocicli. Si può ora calcolare il bit rate R_s osservando che il tempo di simbolo T_s è pari al prodotto $N_s T_f$ e perciò $R_s = 1/T_s$. Il punto di forza del sistema UWB è nel numero N_s di frame time necessari alla trasmissione di un unico bit: infatti, se da un lato questo può sembrare un limite per il massimo bit rate utilizzabile, dall'altro permette di ottenere una notevole robustezza all'interferenza generata da altre trasmissioni UWB in essere, come si vedrà nel seguito di questo capitolo.

Ricapitolando:

- $w(t - jT_f)$: è un treno di monocicli equispaziati. Quindi un segnale periodico che contribuisce, in frequenza, alla componente a righe dello spettro.
- $w(t - jT_f - c_c^{(k)}T_c)$: $\{c_j^{(k)}\}$ è la sequenza di time-hopping e provvede a ritardare il j -esimo monociclo per evitare collisioni con altre trasmissioni. La sequenza di TH è una successione periodica, di periodo N_p . Ogni sequenza è specifica del trasmettitore k -esimo. Nel seguito si supporrà che $N_s \geq N_p$. Il time-hopping contribuisce a togliere periodicità al treno di impulsi: il risultato è una riduzione delle righe nello spettro. Un altro vantaggio che ne deriva è una migliore resistenza ai disturbi per i ricevitori.
- $w(t - jT_f - c_c^{(k)}T_c - \delta d_j^{(k)})$: l'ultima componente dell'argomento riguarda la modulazione di posizione adottata. Anche questo contributo

implica un'ulteriore diminuzione delle righe nello spettro. Si utilizzano N_s monocicli per bit, cosa che consente un miglioramento del rapporto segnale a rumore.

Infine, si può pensare di utilizzare diverse codifiche per i simboli da trasmettere [6]; per esempio si potrebbe traslare di δ il monociclo nel caso del simbolo binario 1 e di $-\delta$ nel caso contrario, purché si ponga, ovviamente, $0 < c_j^{(k)} < N_h$ e $T_c > \delta$ nel rispetto della (1.3).

In base a quanto visto, è necessario trarre alcune conclusioni che possono essere lo spunto per un'analisi più approfondita del segnale UWB, che peraltro non sarà condotta nel seguito. L'utilizzo di monocicli con forme d'onda $w(t)$ diverse, così come la sua durata T_m ed il *duty cycle* impiegato, produce spettri di densità di potenza differenti per il segnale trasmesso: si può quindi agire su numerosi parametri per contrastare in maniera efficace, possibili interferenze verso altri sistemi radio, quando la situazione lo richieda.

L'uso di codici di TH ed il bassissimo duty cycle rende il sistema in esame particolarmente robusto dal punto di vista della probabilità di intercettazione e rivelazione (Low Probability of Intercept and Detection: LPI/D): come si vedrà nei prossimi paragrafi, infatti, il ricevitore deve conoscere l'esatta sequenza di TH per un corretto funzionamento. La LPI/D è una figura di merito imprescindibile per i sistemi di comunicazione militari e quindi si ritiene che il sistema UWB [14] sia certamente impiegato per determinate reti che debbano mantenere una sufficiente “copertura” (i cosiddetti sistemi nascosti).

Occorre sottolineare, infine, che la trasmissione di impulsi di durata così breve (un nanosecondo o anche meno) consente di trascurare il fading dovuto ai cammini multipli, che ha un costo nel dimensionamento di un collegamento. Anche questa caratteristica permette di abbassare i valori

di potenza in trasmissione rispetto ad altri sistemi e a parità di prestazioni conseguibili.

Il paragrafo si chiude con il seguente esempio che può chiarire, dal punto di vista quantitativo, quali possano essere le tipiche grandezze in gioco.

Esempio 1:

- *Durata del monociclo* T_m 0.7 nsec
- *Frame time* T_f 100 nsec
- *Durata del simbolo* T_s 52.083 μ sec
- *Numero di monocicli per simbolo* N_s 520.83

dalle quali si possono ricavare il bit rate R_s pari a 19.2 Kbps, la frequenza di ripetizione degli impulsi ($1/T_f$) di 10Mhz ed un duty cycle inferiore all'un per cento.

I.2 Caratteristica spettrale UWB

Come esposto in [10] lo spettro di densità di potenza del segnale (2.1) è composto da una componente continua più una discreta (2.2) che tiene conto delle componenti periodiche del segnale ed indicate, rispettivamente con gli apici ‘c’ e ‘d’.

$$s_{FTH}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t - jT_f - c_j T_c) \quad (\bullet) \quad (2.1)$$

$$S_{FTH}(f) = S_{FTH}^c(f) + S_{FTH}^d(f) \quad (2.2)$$

$$S_{FTH}^c(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left\{ 1 - \left| \sum_{m=0}^{N_h-1} p_m e^{j2\pi m T_c} \right|^2 \right\} \quad (2.3)$$

$$S_{FTH}^d(f) = \frac{1}{T_f^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left[\left| W\left(\frac{l}{T_f}\right) \right|^2 \cdot \left| \sum_{m=0}^{N_h-1} p_m e^{j2\pi \frac{l}{T_f} m T_c} \right|^2 \cdot \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) \right] \quad (2.4)$$

I parametri introdotti sono quelli già visti nel paragrafo precedente; la distribuzione del codice è indicata con p_m :

$$Pr(c_j = m) = p_m \quad , \quad \text{con } 0 \leq m < N_h \quad (2.5)$$

e, nel caso di distribuzione uniforme del codice, si ha $p_m = 1/N_h$. Inoltre si assume che $N_h T_c = T_f$. Trasformiamo ora la (2.3) e la (2.4) avvalendoci della relazione seguente:

$$\left| \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j2\pi k T} \right| = \left| e^{-j\pi T(N-1)} \frac{\sin(\pi f T N)}{\sin(\pi f T)} \right| = \left| \frac{\sin(\pi f T N)}{\sin(\pi f T)} \right| \quad (2.6)$$

(\bullet) Nella (2.1) è assente il ritardo informativo δ . Dove non specificato diversamente, tale simbolo indica l'impulso di Dirac.

$$S_{FTH}^c(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left\{ 1 - \frac{1}{N_h^2} \left| \frac{\sin(\pi f T_c N_h)}{\sin(\pi f T_c)} \right|^2 \right\} \quad (2.7)$$

$$S_{FTH}^d(f) = \frac{1}{T_f^2 N_h^2} |W(f)|^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\sin\left(\pi \frac{l}{T_f} T_c N_h\right)}{\sin\left(\pi \frac{l}{T_f} T_c\right)} \right]^2 \cdot \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) = \quad (2.8)$$

$$= \frac{1}{T_f^2 N_h^2} |W(f)|^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\sin(\pi l)}{\sin\left(\pi \frac{l}{N_h}\right)} \right]^2 \cdot \delta\left(f - \frac{l}{T_f}\right) = 0$$

Nelle figure seguenti si riportano gli andamenti della funzione (2.6) per $T=1$ ns, $N=10$ (fig. 1) ed $N=100$ (fig. 2).

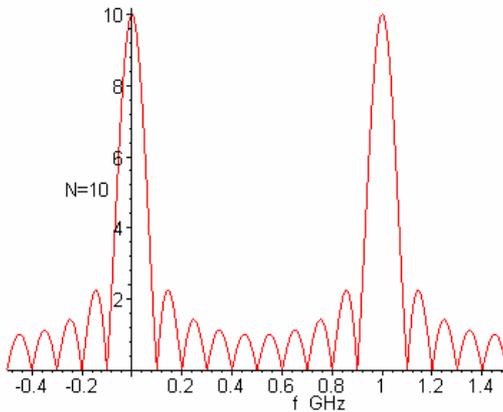


Figura 2.1

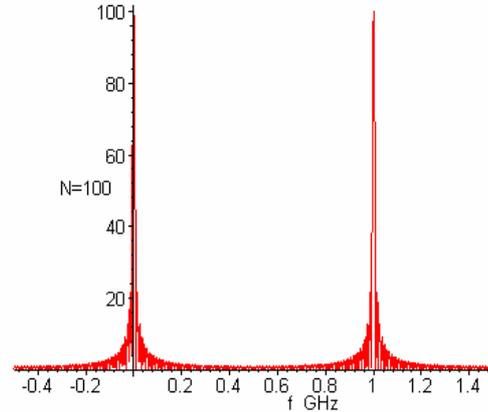


Figura 2.2

Nella (2.7) il prodotto $N_h T_c$ è fissato a T_f . Per sfruttare le proprietà del time-hopping è necessario che $T_f \gg T_c$, quindi utilizziamo un N_h pari a 100 o superiore, considerando i valori introdotti precedentemente per T_f e per la durata del monociclo. La parte, che avevamo indicato come continua, dello spettro, in realtà è composta da una parte continua e da una discreta con periodicità $1/T_c$. Lo spettro UWB complessivo è quindi dato dalla

$$P_{UWB}(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left\{ 1 - \frac{1}{N_h^2} \left| \frac{\sin(\pi f T_c N_h)}{\sin(\pi f T_c)} \right|^2 \right\} \quad (2.9)$$

Grazie all'ipotesi di distribuzione uniforme per il codice di time-hopping, abbiamo ottenuto uno spettro abbastanza simile allo spettro di energia dell'impulso, quindi uno spettro espanso su un ampio range di frequenze. Le righe sono essenzialmente dovute al fatto che i ritardi associati al time-hopping non hanno una distribuzione continua fra 0 e T_f ma discreta. Per N_h molto grande, al limite infinito, il fattore $1/N_h^2$ fa scomparire le righe e lo spettro è continuo.

L'analisi condotta in [10] e riportata in questa sede non è completa, ma non tiene conto delle seguenti considerazioni. Nella (2.1) si tralasciano la periodicità del codice ed i ritardi di informazione δ . Quindi la (2.9) non è propriamente corretta e deve ritenersi solo un'approssimazione.

Se nella (2.1) specifichiamo che le parole di codice hanno periodicità finita N_p , si ha $c_j = c_{j+N_p}$ ed il segnale è periodico. Lo spettro presenta delle righe distanti $1/N_p T_f$ e quindi un treno di impulsi in frequenza. Prendendo il valore usuale di $T_f = 10^{-7} s$ ed un codice la cui periodicità è piuttosto elevata, per es. $N_p = 10^5$, le righe sarebbero distanti 100 Hz.

Vediamo comunque come si sviluppano i calcoli. Considerando il segnale di energia $h(t)$ costituito dalla sequenza di N_p monocicli consecutivi

$$h(t) = \sum_{j=0}^{N_p-1} w(t - jT_f - c_j T_c) \quad (2.10)$$

lo spettro UWB si ricava dallo spettro di densità di energia di $h(t)$ come

$$P_{UWB}(f) = \frac{1}{N_p T_f} |H(f)|^2 \sum_k \delta\left(f - \frac{k}{N_p T_f}\right) \quad (2.11)$$

Per il calcolo dello spettro $|H(f)|^2$ prendiamo in considerazione una sequenza finita di impulsi e come segnale modulante consideriamo il ritardo di codice $c_j T_c$. Si ha che

$$|H(f)|^2 = |W(f)|^2 F\{m_{u_0}^{(1,1)}(\tau)\} \quad (2.12)$$

e sviluppando la trasformata a secondo membro

$$\begin{aligned} F\{m_{u_0}^{(1,1)}(\tau)\} &= F\left\{E\left\{\sum_{h=0}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} u_0(t-hT_f - c_h T_c) u_0(t-kT_f - c_k T_c + \tau)\right\}\right\} = \\ &= \sum_{h=0}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} E\{u_0(t-hT_f - c_h T_c) F\{u_0(t-kT_f - c_k T_c + \tau)\}\} = \\ &= \sum_{h=0}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} E\{u_0(t-hT_f - c_h T_c) e^{-j2\pi f(t-kT_f - c_k T_c)}\} = \\ &= \sum_{h=0}^{N_p-1} \sum_{k=0}^{N_p-1} E\{e^{-j2\pi f((h-k)T_f + (c_h - c_k)T_c)}\} = \sum_{h,k=0}^{N_p-1} e^{-j2\pi f(h-k)T_f} E\{e^{-j2\pi f(c_h - c_k)T_c}\} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Convien ora separare la sommatoria in due, dato che il valore atteso assume due valori differenti nel caso di $h=k$ e di $h \neq k$, e sviluppare il

$$\text{calcolo tenendo conto della relazione: } \sum_{h,k=0}^{N-1} e^{-j2\pi f(h-k)T} = \frac{\sin^2(\pi f T N)}{\sin^2(\pi f T)} \quad (2.14)$$

In definitiva si ottiene

$$\begin{aligned} F\{m_{u_0}^{(1,1)}(\tau)\} &= \sum_{k=0}^{N_p-1} e^{-j2\pi f(k-k)T_f} E\{e^{-j2\pi f(c_k - c_k)T_c}\} + \sum_{h \neq k=0}^{N_p-1} e^{-j2\pi f(h-k)T_f} E\{e^{-j2\pi f(c_h - c_k)T_c}\} = \\ &= N_p + \sum_{a,b=0}^{N_h-1} \frac{1}{N_h^2} e^{-j2\pi f(a-b)T_c} \sum_{h \neq k=0}^{N_p-1} e^{-j2\pi f(h-k)T_f} = \\ &= N_p + \frac{1}{N_h^2} \frac{\sin^2(\pi f T_c N_h)}{\sin^2(\pi f T_c)} \left[\sum_{h,k=0}^{N_p-1} e^{-j2\pi f(h-k)T_f} - N_p \right] = \\ &= N_p - \frac{N_p}{N_h^2} \frac{\sin^2(\pi f T_c N_h)}{\sin^2(\pi f T_c)} + \frac{1}{N_h^2} \frac{\sin^2(\pi f T_f N_p)}{\sin^2(\pi f T_c)} \end{aligned}$$

(2.15)

$$|H(f)|^2 = N_p |W(f)|^2 \left[1 - \frac{1}{N_h^2} \frac{\sin^2(\pi f T_c N_h)}{\sin^2(\pi f T_c)} + \frac{1}{N_h^2 N_p} \frac{\sin^2(\pi f T_c N_h N_p)}{\sin^2(\pi f T_c)} \right] \quad (2.16)$$

$$P_{UWB}(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left[1 - \frac{1}{N_h^2} \frac{\sin^2(\pi f T_c N_h)}{\sin^2(\pi f T_c)} + \frac{1}{N_h^2 N_p} \frac{\sin^2(\pi f T_c N_h N_p)}{\sin^2(\pi f T_c)} \right] \sum_k \delta \left(f - \frac{k}{N_p T_f} \right) \quad (2.17)$$

Facendo tendere N_p ad infinito, dalla (2.17) si ottiene nuovamente la (2.9), come era lecito attendersi.

Esprimiamo, ora, la (2.17) nella forma seguente, per vedere quale sia il reale andamento dello spettro:

$$P_{UWB}(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left[1 + \frac{1}{N_h^2 \sin^2(\pi f T_c)} \left[\frac{1}{N_p} \sin^2(\pi f T_c N_h N_p) - \sin^2(\pi f T_c N_h) \right] \right] \sum_k \delta \left(f - \frac{k}{N_p T_f} \right) \quad (2.18)$$

Se si trascura il treno di impulsi, presente nella (2.18), vediamo come la funzione seguente

$$\left[1 + \frac{1}{N_h^2 \sin^2(\pi f T_c)} \left[\frac{1}{N_p} \sin^2(\pi f T_c N_h N_p) - \sin^2(\pi f T_c N_h) \right] \right] \quad (2.19)$$

modifica lo spettro dell'impulso.

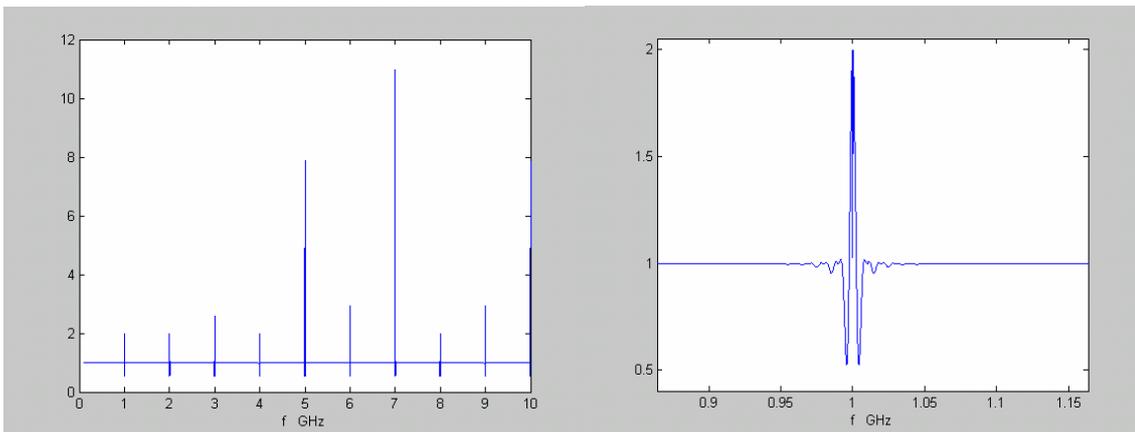


Figura 2.3

L'andamento di questa funzione è riportato nella figura (2.3), mentre la (2.4) mostra un ingrandimento nell'intorno di un impulso, con i valori $N_h=100$, $T_c=1$ ns, $N_p=2$.

Complessivamente la funzione (2.19) è costante e pari ad 1 su tutto l'asse delle frequenze, tranne che nell'intorno delle frequenze $1/T_c$ dove assume un andamento impulsivo.

Il valore $N_p=2$ che abbiamo utilizzato è sicuramente troppo basso, ma possiamo vedere che l'aumento di N_p ha come unico effetto quello di rendere l'impulso in figura 2.4 più stretto ed elevato, tendente ad una riga. Quindi l'andamento complessivo (figura 2.3) della (2.19) resta sostanzialmente invariato.

Lo spettro complessivo UWB è essenzialmente quello del monociclo con delle righe a frequenze $1/T_c$.

Per completezza, si considera anche il contributo del ritardo di informazione δ , fino ad ora trascurato; si dimostra come i risultati precedenti siano una buona approssimazione dello spettro del segnale modulato. Riportiamo i risultati esposti in [12], in cui lo spettro della sequenza di impulsi (2.20) è della forma (2.22)

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^1 \alpha_{kn} p_k(t - nT - \theta) \quad (2.20)$$

I bit '0' ed '1' sono associati a due forme impulsive p_0 e p_1 che nel nostro caso sono uguali ma ritardate di un tempo δ : $p_1(t+\delta)=p_0(t)=p(t)$. I valori α_{kn} sono associati al valore del bit nel modo seguente:

$$\alpha_{kn} = \begin{cases} 1 - a_n & \text{per } k = 0 \\ a_n & \text{per } k = 1 \end{cases} \quad \text{dove } a_n = \begin{cases} 0 & \text{con prob. } 1/2 \\ 1 & \text{con prob. } 1/2 \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\bar{R}_{xx}(f) = L + C \quad (2.22)$$

$$L = \frac{1}{2T^2} |P(f)Q(f)|^2 [1 + \cos(2\pi\delta f)] \sum_n \delta(f - nT) \quad (2.23)$$

$$C = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left(1 - \frac{|Q(f)|^2 [1 + \cos(2\pi\delta f)]}{2} \right) \quad (2.24)$$

Fin qui abbiamo utilizzato la simbologia e la generalizzazione usata in [12]; vediamo ora lo sviluppo al caso specifico del segnale descritto nel paragrafo precedente. Il periodo T è quello del frame T_f ed occorre sostituire la forma impulsiva $p(t)$ con $w(t)$, come fatto in precedenza. Usiamo la simbologia u_0 per indicare l'impulso di Dirac, per non confonderci con il termine δ di informazione. La $Q(f)$ è la trasformata di Fourier della distribuzione di probabilità $q(\theta)$ relativa al ritardo di ogni impulso rispetto alla posizione nominale, quindi

$$q(\theta) = \frac{1}{N_h} \sum_{k=0}^{N_h-1} u_0(\theta - kT_c) \quad (2.25)$$

$$Q(f) = \frac{1}{N_h} \sum_{k=0}^{N_h-1} e^{-j2\pi kT_c} = \frac{1}{N_h} \frac{\sin(\pi f T_c N_h)}{\sin(\pi f T_c)} \quad (2.26)$$

$$L = \frac{1}{2T_f^2} |W(f)|^2 [1 + \cos(2\pi\delta f)] \frac{1}{N_h^2} \sum_n \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{n}{T_f} T_f\right)}{\sin\left(\pi \frac{n}{T_f} T_c\right)} \right|^2 \delta(f - n/T_f) = 0 \quad (2.27)$$

$$P_{UWB}(f) = \frac{1}{T_f} |W(f)|^2 \left(1 - \frac{1}{N_h^2} \left| \frac{\sin(\pi f T_f)}{\sin(\pi f T_c)} \right|^2 \frac{[1 + \cos(2\pi\delta f)]}{2} \right) \quad (2.28)$$

La (2.28), al contrario della (2.9) e della (2.17), tiene conto dei ritardi di informazione δ e rispetto alla (2.17), trascura la periodicità del codice.

Sostituendo $\delta = 0$ nella (2.28), si ottiene nuovamente il risultato ottenuto con la (2.9). Possiamo vedere che il valore $\cos(2\pi\delta f)$ è prossimo a 1, e l'influenza del secondo termine nelle parentesi ha rilevanza solo nell'intorno delle frequenze k/T_c : quindi la (2.9) è una buona approssimazione.

In realtà, dobbiamo notare che il processo modulante specificato nelle (2.20) non è proprio quello ipotizzato nel paragrafo precedente. Le (2.21) sono relative ad un processo senza memoria, mentre si è fin qui considerato che il sistema UWB abbia una memoria di $N_s T_f$ secondi. Infatti, gli a_n variano con periodicità N_s . Il ragionamento che ha portato all'approssimazione precedente rimane comunque valido, anche con queste considerazioni.

Dall'analisi svolta emerge, quindi, l'importanza dei ritardi dovuti al codice di time-hopping. Infatti, grazie a questo contributo, la componente a righe distanti $1/T$ nello spettro, tipica di un treno di impulsi con Pulse Repetition Frequency $1/T$, è resa nulla, $L=0$ con $Q(f)$ specificato in (2.26).

Per il calcolo degli spettri riteniamo che le fonti più autorevoli siano quelle già citate: [10] [12]. Sebbene l'impostazione sia basata su segnali diversi da quello preso in considerazione fino ad ora, mostrano una sostanziale concordanza con i risultati generali, soprattutto alla luce degli sviluppi forniti in questo paragrafo.

I.3 Schema e prestazioni del ricevitore

La semplicità del ricevitore UWB è certamente uno dei maggiori elementi che favoriscono l'utilizzo di questa tecnica. Difatti, ai terminali d'antenna si impiega un semplice integratore, seguito da un comparatore a soglia nulla. Per questo motivo, il sistema in esame ha dei costi estremamente contenuti, non dovendo ricorrere ad ulteriori elaborazioni del segnale ricevuto [6]. Non è, pertanto, necessario il ricorso a stadi di amplificazione, né ad operazioni sul segnale, quali, ad esempio, traslazioni nel dominio della frequenza che si utilizzano per i ricevitori dei sistemi a banda frazionale stretta.

Nell'analisi che segue si suppone, da parte del ricevitore, una perfetta conoscenza della forma d'onda ricevuta e degli istanti jT_f . Quindi, l'unica sincronizzazione che si suppone presente è quella fra il ricevitore ed il relativo trasmettitore.

La forma d'onda $w(t)$ all'uscita dell'antenna ricevente [1] è mostrata in fig.3.1 ed il suo spettro in fig.3.2.

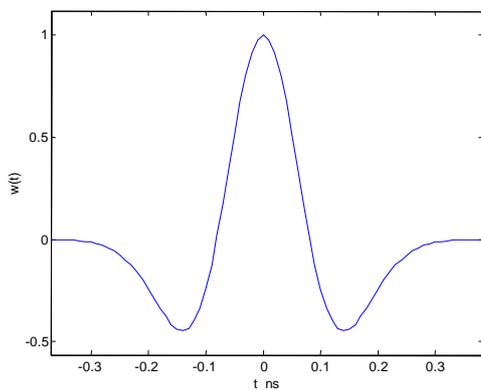


Figura 3.1

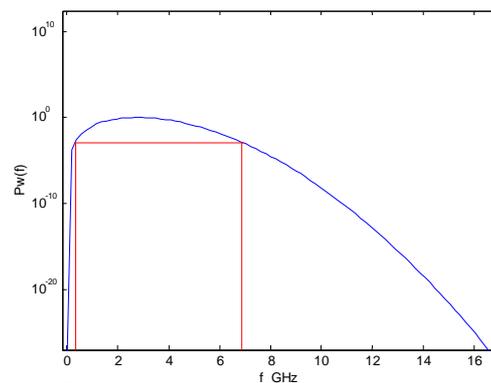


Figura 3.2

L'andamento in funzione del tempo è il seguente

$$w(t) = \left[1 - 4\pi(t/\tau_m)^2\right] e^{-2\pi\left(\frac{t}{\tau_m}\right)^2} \quad (3.1)$$

Vediamo ora la struttura del segnale ricevuto $w(t)$.

Per quanto riguarda potenza ed energia del segnale, definiamo di seguito l'energia del monociclo E_w :

$$E_w = \int_{-\infty}^{\infty} A^2 w^2(t) dt = A^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - 4\pi(t/\tau_m)^2\right]^2 e^{-4\pi\left(\frac{t}{\tau_m}\right)^2} dt = A^2 \frac{3}{8} \tau_m \quad (3.2)$$

La potenza mediata sul tempo di frame e quella di picco del segnale, sono proporzionali rispettivamente alle due espressioni seguenti:

$$P_{avg} = \frac{E_w}{T_f} \quad (3.3) \quad P_{peak} = A^2 \quad (3.4)$$

Per estrarre la sequenza binaria $D \lfloor j / N_s \rfloor$ ci si serve di un ricevitore composto da un correlatore e da un rivelatore a soglia nulla S/H. Si dimostra [1] che tale ricevitore, nel caso di ipotesi di canale AWGN che si sta qui utilizzando, rappresenta il ricevitore ottimo (figura 3.3).

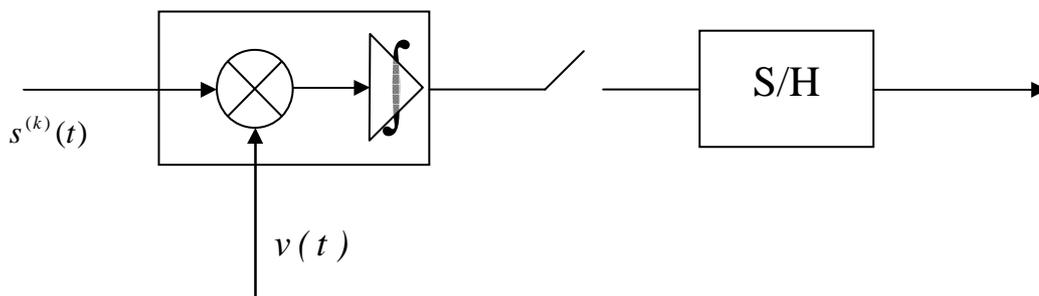


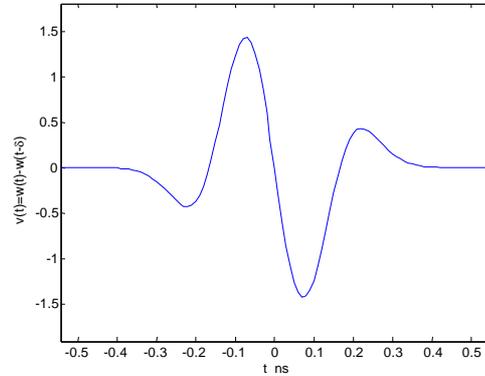
Figura 3.3

Il segnale ricevuto $s(t)$ viene correlato con il seguente segnale sagoma

$$v(t) = w(t) - w(t - \delta) \quad (3.5)$$

e rappresentato nella figura seguente. Poiché la trasmissione digitale ha prestazioni migliori rispetto ad una implementazione analogica, ci si limita alla sola analisi del caso digitale; per un confronto fra i due sistemi si può consultare [1].

Il rivelatore a soglia opererà quindi su un unico livello di decisione, sullo zero. Si riceve un bit “0” se l’uscita del correlatore è maggiore di zero, “1” in caso contrario.



Il valore di δ nella costruzione di $v(t)$ è ottimizzato per massimizzare la correlazione (3.8) fra $v(t)$ e $w(t)$ [2]. In particolare il valore ottimo δ_{opt} è ottenuto minimizzando la funzione di autocorrelazione del monociclo $w(t)$, indicata con $R_w(\tau)$. Si ottiene

$$\delta_{opt} = \tau_m \sqrt{\frac{5 - \sqrt{10}}{2\pi}} \quad (3.6)$$

$$R_w(\delta_{opt}) = \min \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t - \tau) \delta t \right\} \quad (3.7)$$

Le prestazioni sono migliorate affidando la trasmissione del singolo bit a N_s monocicli consecutivi. Il correlatore integra per un periodo pari a $N_s T_f$ secondi e la potenza del segnale all’uscita del correlatore risulta aumentata di N_s^2 volte.

Indichiamo con $A \cdot m_p$ la correlazione del monociclo ricevuto $A \cdot w(t)$ con la sagoma $v(t)$:

$$m_p = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)v(t) \delta t \quad (3.8)$$

Possiamo ora definire una potenza di segnale all’uscita del correlatore e definire un rapporto segnale a rumore relativo al caso AWGN,

considerando il segnale ricevuto composto dalla somma del segnale utile $w(t)$ e del rumore gaussiano bianco $n(t)$

$$SNR_{AWGN} = \frac{(N_s A m_p)^2}{\sigma_{rec}^2} \quad (3.9)$$

Di seguito si riporta la relazione fra la potenza del rumore gaussiano in ingresso e quella in uscita al ricevitore:

$$\begin{aligned} \sigma_{rec}^2 &= E \left\{ \left| \int_{-\infty}^{\infty} noise \cdot \sum_{N_s} v(t - \dots) \delta t \right|^2 \right\} = N_s \int_{-\infty}^{\infty} v^2(t) \delta t \cdot E \{ |noise|^2 \} = \\ &= N_s \sigma_n^2 \int_{-\infty}^{\infty} v^2(t) \delta t = N_s \sigma_n^2 2m_p = N_s N_0 m_p \end{aligned} \quad (3.10)$$

dove N_0 rappresenta la densità di potenza spettrale del rumore. In definitiva, si ottiene

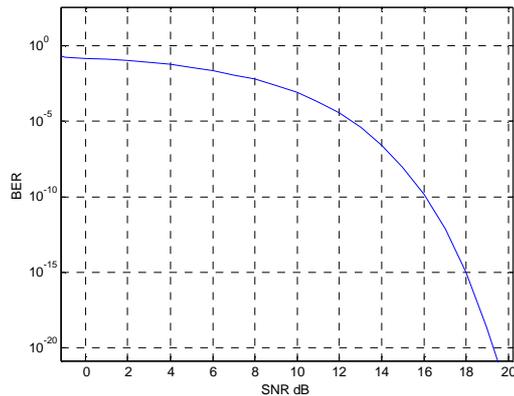
$$SNR_{AWGN} = N_s \frac{A^2 m_p}{N_0} \quad (3.11)$$

Per il calcolo della probabilità d'errore si ha la seguente espressione per la Bit Error Rate

$$BER = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{SNR}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{SNR}}{\sqrt{2}} \right) = Q(\sqrt{SNR}) \quad (3.12)$$

ottenuto in base alle ipotesi di rumore gaussiano bianco e di trasmissione numerica a due livelli. Le prestazioni del sistema in termini di BER si ricavano facilmente dalla (3.12) una volta stabilito il SNR complessivo (3.11). L'andamento della (3.12) è riportato nella pagina seguente, in funzione del rapporto segnale a rumore. Il ricevitore presuppone la

perfetta conoscenza del canale sul quale operare. In questo contesto, si utilizza il termine canale per indicare il codice di time-hopping impiegato in trasmissione e l'asincronia esistente fra il segnale trasmesso e l'orologio del ricevitore. Questi due termini



indicati, rispettivamente con le notazioni $c_j T_c$ e τ_l nello schema del ricevitore di figura (3.4), sono gli unici necessari al fine di una corretta ricezione [2].

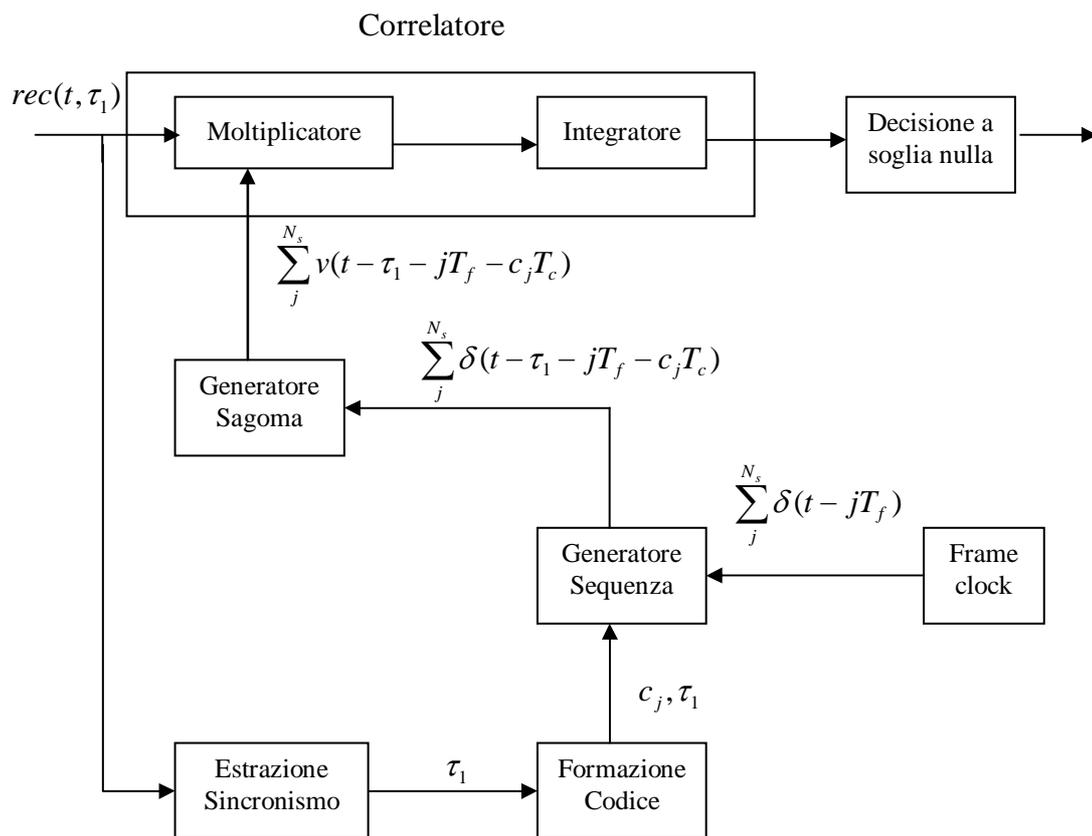


Figura 3.4

Senza soffermarci ulteriormente sui problemi connessi con il

mantenimento di una tale sincronizzazione fra trasmettitore e ricevitore, si vuole sottolineare, tuttavia che, nel caso di architettura distribuita, essa sia l'unico elemento che richieda un coordinamento tra le entità in comunicazione. Inoltre, è bene sottolineare che il principale difetto del sistema UWB, con lo schema di ricezione qui proposto, risiede proprio nella sincronizzazione. Poiché, infatti, questa operazione richiede un periodo di tempo piuttosto lungo, ha un costo non trascurabile. Quindi una volta stabilita una connessione non è opportuno interromperla per ripristinarla in seguito: conviene, piuttosto, mantenere dei collegamenti a basso costo (ad esempio, con bit rate piuttosto basso), soprattutto in una situazione caratterizzata da un traffico dati a burst, in cui l'instaurazione del collegamento è frequente.

Prima di chiudere con le prestazioni del ricevitore UWB, si effettua un breve cenno sull'uso di ricevitori Rake [22]. Sebbene la breve durata dell'impulso permetta di trascurare il fading dovuto ai cammini multipli e quindi di ridurre notevolmente i margini di potenza necessari per il mantenimento di prestazioni per determinate percentuali di tempo, la presenza di fenomeni riflessivi (e non solo) è inevitabile, specie in ambienti indoor. Pertanto l'energia del segnale non risulta concentrata solamente nell'istante di campionamento, ma su un arco temporale che, spesso, è piuttosto lungo. L'uso di ricevitori Rake con un numero

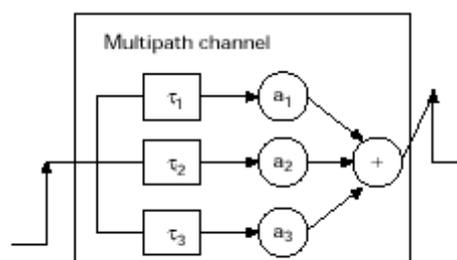


Figura 3.5

sufficiente di “rami” consente di recuperare (figura 3.5) un simile

sparpagliamento sommando coerentemente i contributi che arrivano al ricevitore tramite cammini diversi da quello principale.

Il funzionamento è facilmente intuibile dalla figura 3.6: il ricevitore Rake combina le uscite di un numero fissato di correlatori, ognuno dei quali agganciato al segnale proveniente da un particolare percorso di propagazione. Il segnale sagoma impiegato per l'operazione di correlazione è allineato in tempo (τ_i) con il ritardo del cammino i -esimo. Quindi ogni correlatore riceve il segnale da un cammino differente ed il Rake ha un “ramo” per ognuno di essi; prima di sommare i vari contributi, questi sono opportunamente pesati, per esempio con i fattori di attenuazione dei diversi percorsi (a_i).

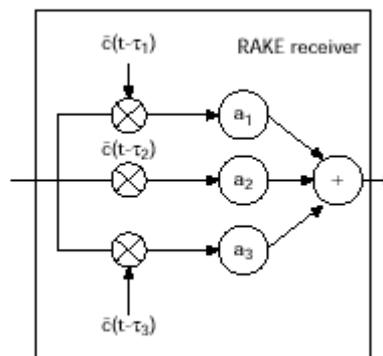


Figura 3.6

Senza entrare nei dettagli, si sottolinea la necessità di aggiornare opportunamente i parametri (a_i , τ_i) di ciascun ramo, in funzione delle variazioni del canale; le prestazioni, inoltre, sono migliori per un numero di “ dita ” (rami) crescente. Occorre notare che la ricezione per un lungo periodo di tempo richiede troppi correlatori; su un periodo di 100 ns ce ne vorrebbero circa 5000, rendendo la complessità del ricevitore improponibile [9]. Si cerca, pertanto, di bilanciare opportunamente la complessità di un tale ricevitore con il miglioramento conseguibile di

prestazioni.

I.4 Accesso multiplo UWB

Se si pensa ad una situazione in cui gli utenti trasmettono senza un'entità che coordini il susseguirsi dei diversi collegamenti, l'interferenza degli utenti UWB non può essere trascurata e in alcuni casi diventa dominante rispetto ad altri disturbi, quali ad esempio il rumore termico. E' il caso che si verifica, ad esempio, in un'architettura di tipo distribuito, in cui non è prevista la presenza di una base station (BS).

Fino ad ora abbiamo considerato il segnale in ingresso al correlatore composto dal segnale utile $s^{(l)}(t)$ e dal rumore del ricevitore $n(t)$. Nel caso in cui siano presenti N_u trasmissioni UWB contemporaneamente attive, il segnale ricevuto (4.1) è dato dalla somma di queste N_u trasmissioni, di cui si considera utile solo la prima, più il rumore del ricevitore $n(t)$. Per comodità di trattazione si trascura quest'ultimo disturbo. Il segnale in ingresso al ricevitore è quindi costituito dalla somma seguente:

$$rec(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k s^{(k)}(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k \sum_j w(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d_j^{(k)} - \tau_k) \quad (4.1)$$

Il valore α all'uscita dell'integratore sarà composto da un termine utile "m" ed uno interferente "n": $\alpha = m + n$

$$\alpha = \int_{\beta T_f}^{(\beta + N_s - 1)T_f} \left[rec(t) \cdot \sum_{j=\beta}^{\beta + N_s - 1} v(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \right] \partial t \quad (4.2)$$

$$m = \int_{\beta T_f}^{(\beta + N_s - 1)T_f} \left[\sum_{j=\beta}^{\beta + N_s - 1} A_1 w(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \delta d - \tau_1) v(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \right] \partial t = \quad (4.3)$$

$$= \pm N_s \int_{-\infty}^{\infty} A_1 w(t) v(t) \partial t = \pm A_1 N_s m_p$$

$$\begin{aligned}
n &= \int_{\beta T_f}^{(\beta+N_s-1)T_f} \left[\sum_{k=2}^{N_u} A_k s^{(k)}(t) \sum_{j=\beta}^{\beta+N_s-1} v(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \right] \hat{\partial}t = \\
&= \sum_{k=2}^{N_u} A_k \sum_{j=\beta}^{\beta+N_s-1} \int_{-\infty}^{\infty} s^{(k)}(t) v(t - jT_f - c_j^{(1)}T_c - \tau_1) \hat{\partial}t \\
&= \sum_{k=2}^{N_u} A_k \sum_{j=\beta}^{\beta+N_s-1} \int_{-\infty}^{\infty} w^{(k)} \left[t - [(\tau_1 - \tau_k) \bmod T_f] - \left(c_j^{(1)} - c_{j+\lfloor \frac{\tau_1 - \tau_k}{T_f} \rfloor}^{(k)} \right) T_c - \delta d_{\left(j+\lfloor \frac{\tau_1 - \tau_k}{T_f} \rfloor \right) / N_s}^{(k)} \right] v(t) \hat{\partial}t \\
&= \sum_{k=2}^{N_u} A_k \sum_{j=\beta}^{\beta+N_s-1} n_{k,j} = \sum_{k=2}^{N_u} A_k n^{(k)}
\end{aligned}
\tag{4.4}$$

Per la determinazione del SNR, bisogna calcolare la potenza di questo disturbo all'uscita del ricevitore. La (4.4) è la determinazione di una variabile aleatoria a valor medio nullo, poiché “n” è ottenuto come somma di prodotti di un segnale a valor medio nullo e di processi a valor medio nullo. Quindi, per la potenza cercata basta prendere la statistica del secondo ordine di “n”.

$$E\{n^{(k)}\} = \sum_{j=\beta}^{\beta+N_s} E\{n_{k,j}\} = 0 \quad k \neq 1 \tag{4.5}$$

$$\begin{aligned}
E\{n^{(k)}|^2\} &= \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-1} E\{n_{k,i}^* n_{k,j}\} = \sum_{j=0}^{N_s-1} E\{|n_{k,j}|^2\} + \sum_{i \neq j} E\{n_{k,i}^* n_{k,j}\} = \\
&= N_s \sigma_a^2 + N_s(N_s - 1) \sigma_c^2 \quad k \neq 1
\end{aligned}
\tag{4.6}$$

$$E\{|n_{k,j}|^2\} = \frac{1}{T_f} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} w(t-s) v(t) \hat{\partial}t \right]^2 \hat{\partial}s = \sigma_a^2 \tag{4.7}$$

Si dimostra numericamente che $\sigma_a^2 \gg (N_s-1)\sigma_c^2$ e quindi possiamo assumere $\sigma_c^2 \approx 0$ e $E\{n^{(k)}|^2\} = N_s \sigma_a^2$.

Siamo a questo punto in grado di definire un rapporto SNR specifico per l'interferenza UWB.

$$SNR_{-UWB} = \frac{(N_s A_1 m_p)^2}{\sum_{k=2}^{N_u} N_s A_k^2 \sigma_a^2} = N_s \frac{m_p^2}{\sigma_a^2 \sum_{k=2}^{N_u} \left(\frac{A_k}{A_1} \right)^2} \quad (4.8)$$

In [1] è preso in considerazione il caso ideale di perfetto controllo di potenza. Tutte le trasmissioni UWB arrivano al ricevitore con la stessa potenza di picco $\Rightarrow A_1 = A_2 = \dots = A_{N_u}$. La (4.8) diventa, quindi:

$$SNR_{-UWB} = N_s \frac{m_p^2}{\sigma_a^2 (N_u - 1)} \quad (4.9)$$

In conclusione, sfruttando i risultati ottenuti al paragrafo I.3, si ottiene il seguente

$$SNR(N_u) = \frac{(N_s A_1 m_p)^2}{\sigma_{REC}^2 + N_s \sigma_A^2 \sum_{k=2}^N A_k^2} \quad (4.10)$$

relativo ad un singolo link, in presenza di N_u utenti attivi e per un canale di tipo AWGN. È ora possibile stabilire le prestazioni in funzione del numero di utenti e saranno espone nel paragrafo II.1.

Le ipotesi che hanno portato ad ottenere la (4.10) sono valide fino a quando si possa ritenere che l'effetto combinato dovuto agli altri $N_u - 1$ utenti sia un processo gaussiano. In questo caso il ricevitore introdotto nel paragrafo precedente è il ricevitore ottimo. L'ipotesi di gaussianità è verificata per un numero crescente di utenti attivi e quanto più si possa ritenere che il rapporto $T_f / (T_c N_h)$ utilizzato nel progetto dei codici di TH tenda ad uno.

Bisogna sottolineare che la (4.10) è funzione delle potenze ricevute interferenti $\propto A_i^2$: se queste ultime non differiscono troppo dalla potenza

utile $\propto A_1^2$, si può ritenere valida la (4.9). Viceversa, per interferenti UWB molto più potenti del trasmettitore utile non è più valida l'approssimazione gaussiana che è alla base della (4.10). La situazione reale a cui far riferimento è quella di un'architettura distribuita in cui le distanze dal ricevitore di alcuni trasmettitori interferenti sono molto minori di quella del trasmettitore utile.

In questo caso il sistema UWB è estremamente vulnerabile alle collisioni: una sola collisione nella sequenza degli N_s monocicli compromette la ricezione del bit. Si può, quindi, parlare di “collisioni catastrofiche”. Non si può più considerare semplicemente la probabilità di collisione dell'impulso all'interno del frame T_f , ma occorre valutare in che misura le sequenze di TH di due trasmissioni collidano. Si definiscono, pertanto, i coefficienti di intercorrelazione fra le parole di codice che permettono di stabilire il peso della k-esima trasmissione interferente sulla ricezione del codice utile. In questo modo si potrebbe tenere conto del caso in cui un interferente molto potente, che quindi sarebbe distruttivo per la ricezione, trasmette in intervalli di tempo in cui il correlatore è spento e quindi non provoca interferenza.

Esprimiamo il rapporto SNR in funzione delle intercorrelazioni $\rho_{c_1 c_k}$ del codice utilizzato c_1 con il codice k-esimo c_k , dove $\rho_{c_1 c_k}$ è un valore normalizzato fra 0 e 1.

$$\begin{aligned}
 SNR_{UWB} &= \frac{N_s^2 A_1^2 m_p^2}{\sum_{k=2}^{N_u} N_s A_k^2 \rho_{c_1 c_k}(\varphi_k) m_p^2} = \\
 &= \frac{N_s m_p^2}{\sum_{k=2}^{N_u} \frac{A_k^2}{A_1^2} \rho_{c_1 c_k}(\varphi_k) m_p^2} = \frac{N_s}{\sum_{k=2}^{N_u} \frac{A_k^2}{A_1^2} \rho_{c_1 c_k}(\varphi_k)} \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

$$\rho_{c_k c_k}(\varphi_k) = \frac{\left| \int_0^{N_p T_f} \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t - c_j^{(k)} T_c - j T_f - \varphi_k) \sum_{i=-\infty}^{\infty} v(t - c_i^{(1)} T_c - i T_f) \right|^2}{N_p^2 m p^2} \quad 0 \leq \varphi_k < N_p T_f$$

(4.12)

Un buon codice è quello che mantiene i valori ρ_{cick} il più possibile costanti al variare dello sfasamento temporale φ_k fra i codici. In una architettura distribuita in cui le trasmissioni si susseguono indipendentemente l'una dall'altra, sarebbe necessario conoscere tale valore di φ_k , in modo da utilizzare un codice il più possibile ortogonale in tempo a quello interferente. Si dovrebbe pertanto conoscere sia la struttura del codice interferente che l'asincronia esistente fra questo e quello utile.

Nell'espressione (4.11) del SNR si vede che non è più possibile fornire una previsione sulle prestazioni solo in funzione del numero di utenti e della loro potenza, ma è anche necessaria l'informazione sui loro periodi di attività. In assenza di quest'ultima, non è più possibile legare il SNR ai codici di TH utilizzati, se questi appartengono tutti ad una stessa classe: medesimo T_f e N_H , ad esempio.

Un caso tipico in cui si presenta questo problema è una rete multihop in cui un nodo è impegnato in più connessioni con nodi diversi. In questo nodo sono presenti unità trasmittenti e riceventi che interferiscono fra loro. Questa particolare situazione è presa in considerazione in [11] e la soluzione proposta è quella di oscurare il ricevitore negli intervalli di attività delle unità trasmittenti. La conoscenza di questi intervalli è agevolata dal fatto che le unità trasmittenti e riceventi prese in considerazione risiedono entrambe nello stesso nodo. Per utilizzare l'oscuramento anche durante le trasmissioni di altri nodi è necessario un

coordinamento troppo pesante da gestire.

In [11] si dimostra che il peggioramento del SNR ottenuto con una simile strategia dipende dal numero di trasmettitori N_t attivi in un nodo e dalla durata del tempo di frame T_f . Come era prevedibile, al crescere di N_t il peggioramento è più consistente; un aumento di T_f , corrispondente ad un abbassamento del duty cycle impiegato, permette di contrastare tale perdita di prestazioni.

I.5 Hard detection

Da quanto esposto nei paragrafi precedenti, il ricevitore UWB è in sostanza un integratore che calcola una correlazione su N_s monocicli consecutivi. Alla fine dell'ultimo paragrafo si è anche accennato al principale difetto di questo tipo di ricezione^(*) ed è stato indicato col termine di “collisione catastrofica”. Nel corso di questo paragrafo si cerca di porre rimedio a tale circostanza.

Un'alternativa alla “Soft Decision Detection” è fornita dalla tecnica denominata in [8] “Hard Decision Detection” (HD). Il sistema UWB rimane inalterato dal lato del trasmettitore, mentre il ricevitore subisce una modifica molto semplice. L'integratore calcola la correlazione di un singolo monociclo con il segnale sagoma e viene effettuata una decisione alla volta, sul valore ottenuto in uscita all'integratore. La decisione finale sul bit trasmesso avviene con un criterio di massima verosimiglianza sulle decisioni relative agli N_s monocicli, presi su base individuale. Vedendo i due sistemi da un altro punto di vista si può dire che mentre l'alternativa SD affida le prestazioni all'insieme di N_s impulsi modulati PPM, e per la quale il SNR (4.10) è quindi proporzionale ad N_s , la HD effettua una decisione sui medesimi ma indipendentemente l'uno dall'altro.

Come visto alla fine del precedente paragrafo, il problema della “collisione catastrofica” è dovuto principalmente a quegli impulsi interferenti la cui ampiezza è molto maggiore di quelli utili; sono pertanto relativi a trasmettitori posti nelle vicinanze del ricevitore. Si deve, quindi, distinguere un'interferenza UWB “locale” da una “distante”. Se si trascura la prima, il rapporto SNR nel caso HD è lo

^(*) Nel seguito del paragrafo tale regola di decisione è indicata col termine Soft Decision (SD).

stesso visto precedentemente, ossia le relazioni (4.8) e (4.10) calcolate per $N_s=1$. Per la probabilità di errore occorre prima valutare una P_{fe} su di un unico impulso e poi utilizzare la distribuzione binomiale.

$$P_{fe} = Q(\sqrt{SNR}) \quad (5.1)$$

$$BER = P_e = \sum_{j=\lfloor \frac{N_s}{2} \rfloor}^{N_s} \binom{N_s}{j} P_{fe}^j (1 - P_{fe})^{N_s-j} \quad (5.2)$$

Dalla (5.2) si deduce che le prestazioni fornite dallo schema di ricezione HD sono sicuramente inferiori, a parità di condizioni. A tale proposito si riporta in figura 5.1 l'andamento delle probabilità di errore sul bit nei casi HD e SD, a parità di SNR.

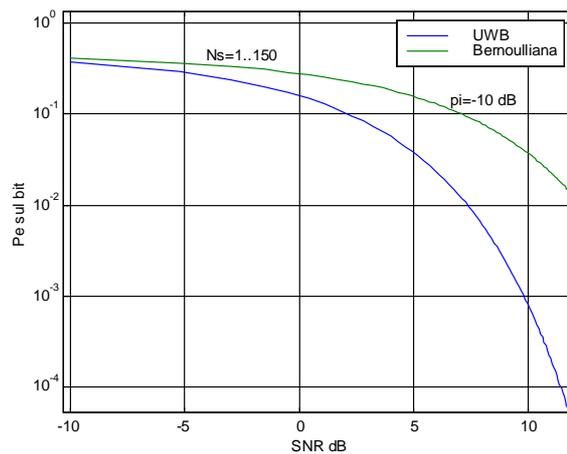


Figura 5.1

Risulta evidente che le prestazioni SD sono superiori, mentre la decisione HD ha il proprio limite nel caso di interferenza “distante”. Vediamo ora l’analisi in presenza di interferenza locale. Innanzitutto, si consideri l’intervallo di frame T_f suddiviso in M_s time slot di T_s secondi. Il periodo nel quale il monociclo interferente collide con quello utile risulta diviso in J time slot. Si indichi con P_{ei} la probabilità di errore sul frame relativa ad ognuna delle M_s posizioni dell’impulso interferente;

mediando P_{ei} si ottiene il termine P_{fe} . Distinguendo i J intervalli in cui c'è collisione, dagli $M_s - J$ in cui è assente, si ottengono le seguenti relazioni

$$P_{hard} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A_1 m_p}{\sqrt{2\sigma_{tot}}} \right) \quad \text{in } M_s - J \quad (5.3)$$

$$P_{e_{i_2}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A_1 m_p + A_2 \int_{t \in \tau} w \left(t - (i_2 - \frac{j}{2}) T_s \right) v(t) dt}{\sqrt{2\sigma_{tot}}} \right) \quad \text{in } J \quad (5.4)$$

$$P_{fe_1} = \frac{(M_s - J)P_{hard} + \sum_{i_2=0}^J P_{e_{i_2}}}{M_s} \quad (5.5)$$

avendo indicato con σ_{tot}^2 la potenza del rumore termico e dell'interferenza UWB "distante".

Queste relazioni sono relative ad un solo impulso interferente di ampiezza A_2 . Considerando N_L interferenti locali, ci sono J^{N_L} possibili posizioni nei J time slot di collisione e $M_s^{N_L}$ combinazioni totali sulle posizioni degli impulsi interferenti in un frame T_f . In generale, per N_L interferenti locali, la probabilità d'errore sull'impulso è

$$P_{fe} = \frac{(M_s^{N_L} - J^{N_L})P_{hard} + \sum_{i_2=0}^J \dots \sum_{i_{N_L}=0}^J P_{e_{i_2 \dots i_{N_L}}}}{M_s^{N_L}} \quad (5.6)$$

$$P_{e_{i_2 \dots i_{N_L+1}}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A_1 m_p + \sum_{j=2}^{N_L+1} A_j \int_{t \in \tau} w \left(t - (i_j - \frac{j}{2}) T_s \right) v(t) dt}{\sqrt{2\sigma_{tot}}} \right) \quad (5.7)$$

e la probabilità d'errore sul bit è data dalla (5.2).

In [8] sono messe a confronto due possibili soluzioni al problema

dell'interferenza locale: da un lato il ricevitore con decisione HD e dall'altro quello UWB fino ad ora utilizzato (SD). In definitiva lo schema HD si dimostra l'alternativa più valida e semplice per affrontare condizioni di forte disturbo dovuto ad interferenza locale (figura 5.3).

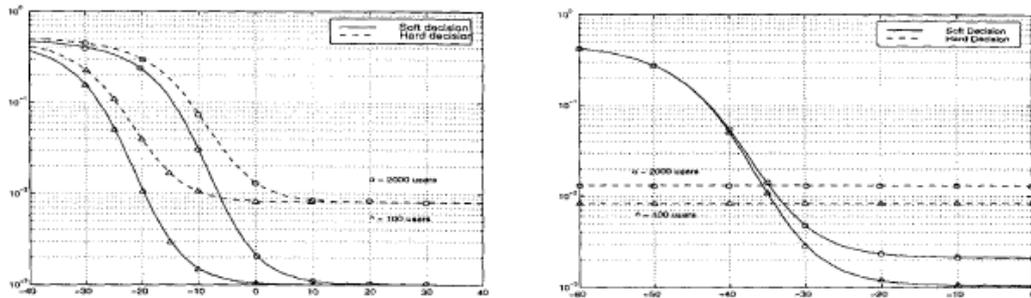


Figura 5.2 2000 utenti (○) 100 utenti (Δ) **Figura 5.3**

Nelle precedenti figure, sono riportate le BER in funzione del rapporto segnale interferenza (SINR) per i casi SD (linea continua) e HD (tratteggiata).

Viceversa (figura 5.2) lo schema SD è certamente superiore in un contesto di interferenza distante, per esempio con perfetto controllo di potenza.

Alla luce di questi risultati, è possibile utilizzare lo schema HD in modo dinamico. Il ricevitore, avendo a disposizione N_s simboli per bit, può utilizzare la decisione SD su N_s/h frame per volta e la decisione sul bit avviene a massima verosimiglianza. Il ricevitore potrebbe variare dinamicamente il parametro h per adattarsi alle condizioni d'interferenza presenti. In assenza di interferenti può porre, ad esempio, $h=1$ ed avere una decisione basata sul SD; in caso contrario, utilizzare il valore di h che consenta un recupero delle prestazioni dalla situazione di “collisione catastrofica”.

II. Accesso multiplo nel sistema radio UWB

Nel presente capitolo sono presentati gli schemi di accesso *time-hopping code division multiple access* (TH/CDMA) e *time division multiple access* (TDMA), cercando di dare una rilevanza maggiore a quest'ultimo. Il TH/CDMA e la sua analisi in termini di massimo numero di utenti sono tratti da [1] e si fa riferimento a quanto esposto nel capitolo I°. In particolare si sfruttano i risultati ottenuti per il SNR, utilizzando le ipotesi di asincronia e di canale AWGN, oltre all'uso di un perfetto controllo di potenza. Nel paragrafo riservato al TDMA si introduce la classe dei codici ortogonali ed il relativo SNR, avendo trascurato la necessità della presenza di opportuni tempi di guardia [23]. Per incrementare il massimo numero di utenti, si è fatto ricorso ad una classe di codici denominata “ con cancellazione ”. Si è cercato inoltre di utilizzare lo schema di decisione HD, presentato al terzo paragrafo, nell'ambito dell'accesso a divisione di tempo. Infine, i due schemi sono posti a confronto e si traggono le principali conclusioni.

II.1 Accesso TH/CDMA

Riprendendo i risultati ottenuti alla fine del capitolo I, si è ottenuto il seguente

$$SNR (N_u) = \frac{(N_s A_1 m_p)^2}{\sigma_{REC}^2 + N_s \sigma_A^2 \sum_{k=2}^N A_k^2} \quad (1.1)$$

in presenza di N_u utenti attivi e per il singolo collegamento. Ogni utente utilizza un codice di time-hopping e le trasmissioni avvengono in modo completamente asincrono. Si è ipotizzato, inoltre, che tali codici siano a distribuzione uniforme.

Al fine di massimizzare tale rapporto, una volta stabilita la durata dell'impulso utilizzato, occorre notare che il monociclo influenza i termini m_p e σ_A^2 : pertanto, si effettua la scelta del parametro di modulazione δ nell'ottica di incrementare il SNR, come descritto nel paragrafo I.1.

Affinché la (1.1) consenta l'accesso multiplo di N_u utenti, si introduce il seguente parametro

$$\Delta P = \frac{SNR}{SNR (N_u)} \quad (1.2)$$

Si tratta dell'incremento di SNR necessario a contrastare il termine di interferenza da accesso multiplo. In base alla (1.1) si ottiene

$$\sum_{k=2}^{N_u} \left(\frac{A_k}{A_1} \right)^2 = \frac{N_s m_p^2}{\sigma_A^2} SNR (N_u)^{-1} \left(1 - 10^{-\Delta P/10} \right)$$

avendo espresso l'incremento (1.2) in dB. Nell'ipotesi di perfetto controllo di potenza, le ampiezze degli impulsi ricevuti sono tali che $A_k = A_1$, con $k=2 \dots N_u$, e la precedente espressione consente di

determinare il massimo numero di utenti:

$$N_u = \left\lfloor \frac{N_s m_p^2}{\sigma_A^2} SNR^{-1} (1 - 10^{-\Delta P/10}) \right\rfloor + 1 \quad (1.3)$$

avendo indicato con SNR il rapporto (1.1).

Il limite (1.3) è funzione dell'incremento ΔP , del SNR e del bit rate utilizzato. Nella figura seguente è riportato l'andamento della (1.3) al variare di ΔP e per tre differenti valori di BER. Sono stati impiegati i dati di tabella II.1 ed un bit rate di 19.2 kb/sec.

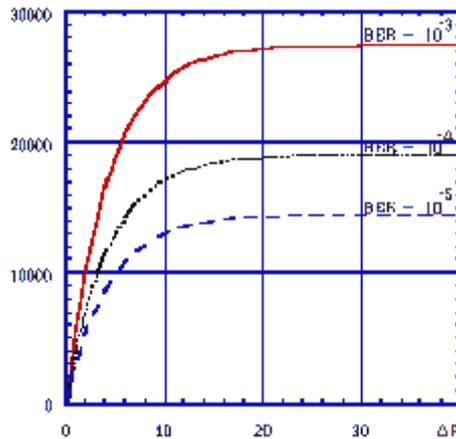


Figura 1.1 Massimo numero di utenti al variare di ΔP . Bit rate 19.2 kb/sec.

Quindi il massimo numero di utenti è funzione dell'incremento di potenza ΔP , una volta fissato il bit rate ed il SNR. Nella figura 1.2 sono invece indicati il massimo numero di utenti, al variare del bit rate, per

Tabella II.1	
Durata del monociclo T_m	0.75 nsec
Durata del frame time T_F	100 nsec
Sfasamento δ	0.156 nsec
m_p^2	$3.05 \cdot 10^{-20}$
σ_A^2	$6.045 \cdot 10^{-23}$

Tabella II.1 Parametri caratteristici dell'impulso utilizzato

SNR di 10 e 12 dB. Si è scelto un valore di ΔP pari a 4 dB. Per concludere, nella figura 1.3 è riportato l'andamento di ΔP al variare del numero di utenti contemporaneamente attivi, per i bit rate 100 kb/sec e 1 Mb/sec, supponendo un SNR di 10 dB. E' una versione della figura 1.1 per due situazioni diverse di bit rate e medesimo SNR. In tutte le considerazioni qui svolte si è sempre supposto l'uso di un perfetto controllo di potenza: dalla figura 1.3 si comprende come il numero di utenti attivi determini l'incremento necessario per mantenere immutate le prestazioni. Difatti la potenza necessaria a tale scopo è funzione dell'interferenza misurata ed occorre incrementarla nel momento in cui gli utenti attivi crescono di numero.

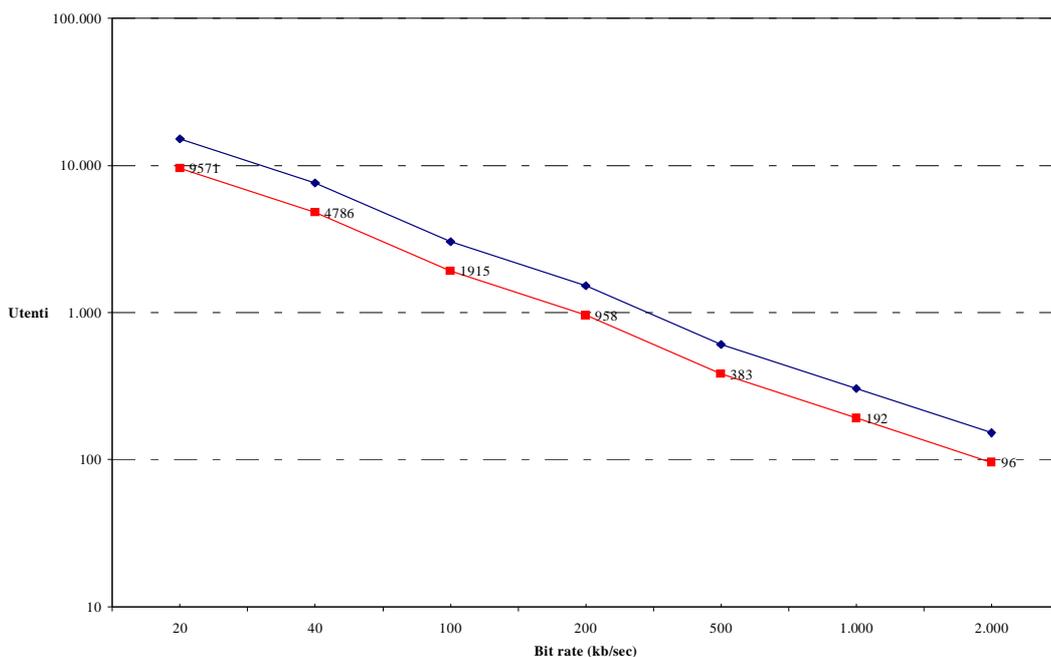


Figura 1.2 Massimo numero di utenti al variare del bit/rate. SNR 10 dB (\cup) e 12 dB (\vee).

L'asintoto verticale nella figura 1.3 indica il limite superiore per la (1.3) e cioè il numero di utenti che si avrebbero per $\Delta P \rightarrow \infty$.

Il TH-CDMA permette, quindi, l'accesso multiplo di un numero di utenti in funzione del bit rate R_S da essi impiegato: fissato quest'ultimo si può

ricavare il massimo numero di utenti (figura 1.2).

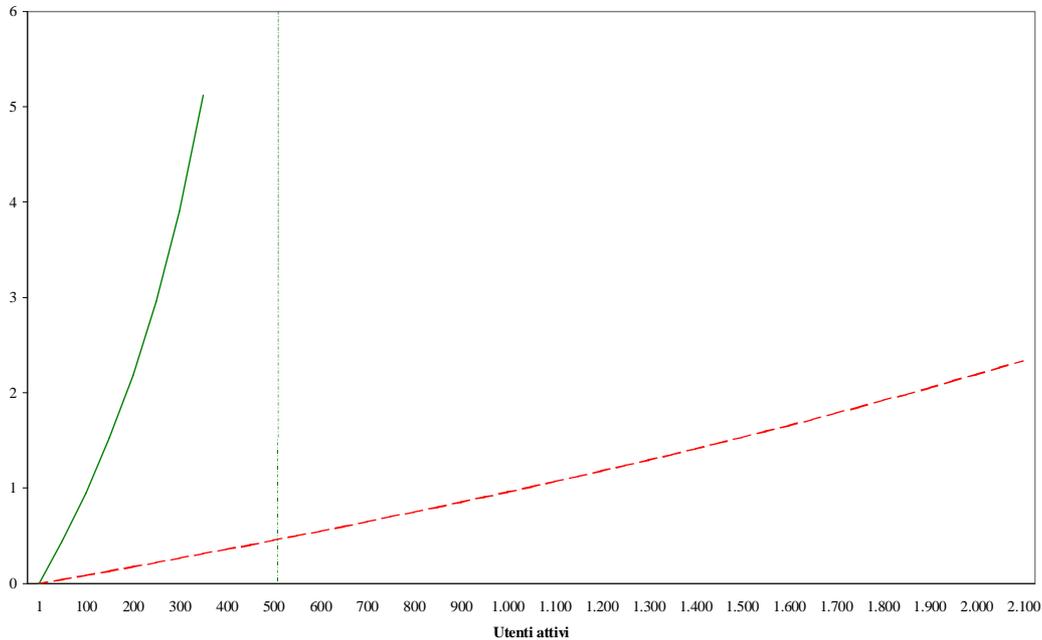


Figura 1.3 Incremento ΔP necessario in funzione degli utenti attivi: bit rate 1Mb/sec (linea continua) e 100 kb/sec (linea tratteggiata).

In questo schema la scelta dei codici di TH ha un peso pressoché ininfluente: infatti, l'asincronia esistente fra i vari utenti costituisce di per sé un ulteriore sfasamento temporale, non quantificabile a priori. In definitiva, l'utilizzo di opportuni codici è una scelta dettata, per esempio, da una facilità di indirizzamento e da un minore overhead, ma non rivolta ad un possibile miglioramento delle prestazioni. Si è fin qui ipotizzato che i codici impiegati appartengano tutti alla medesima classe, intendendo con questo termine l'insieme dei seguenti parametri: la durata del monociclo, del tempo di ripetizione degli impulsi T_f e le possibili cifre del codice N_H . Tali parametri consentono di determinare le grandezze riportate nella Tabella II.1 e che sono coinvolte nel calcolo del rapporto segnale a rumore. Se tuttavia in questo ambito si utilizzasse in

ricezione un opportuno codice, appartenente ad un'altra classe, mantenendo per i restanti ricevitori i precedenti, le condizioni che hanno portato alla determinazione della (1.1) cambierebbero. Una scelta oculata per tale codice potrebbe abbassare l'interferenza presente nel sistema, consentendo un miglioramento dell'accesso multiplo.

Comunque, dall'analisi dei risultati esposti in questo paragrafo, il primo requisito è la necessità di un controllo di potenza, soprattutto in un contesto di radiomobili.

II.2 Accesso TDMA/CDMA

Il *time division multiple access* (TDMA) è uno schema che richiede un completo sincronismo fra tutti i terminali e può essere strutturato in vari modi, ognuno dei quali ha denominazioni diverse in letteratura [4]. Nel seguito si utilizzerà il TDMA/CDMA¹, costituito da un frame suddiviso in S slot; ogni slot viene condiviso da N utenti (Fig. 2.1) con bit rate $R_s = (N_s T_f)^{-1}$ ognuno dei quali utilizzando un opportuno codice di time hopping (TH). Perciò il massimo numero di utenti possibile è $N \cdot S$.

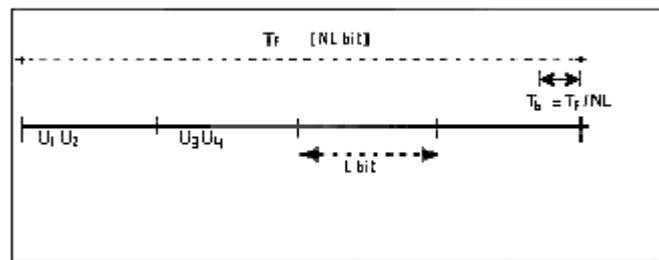


Figura 2.1 TDMA/CDMA con $S=4$.

Le considerazioni qui svolte possono essere applicate a schemi diversi dal TDMA/CDMA, per esempio il TDMA/CDMA con frame variabile [4].

In un contesto sincrono quale il TDMA/CDMA il comportamento, rispetto al TH/CDMA è perfettamente duale: la scelta dei possibili codici di TH vincola le prestazioni del sistema in termini di SNR, nonché il massimo numero di utenti per singolo slot. Occorre, poi, prevedere la

¹ La trama TDMA/CDMA è, a rigore, costituita da N slot ognuno dei quali assegnato ad un numero di utenti che accedono contemporaneamente al canale mediante un codice. Lo schema qui descritto è in realtà il TDMA e, visto che tale suddivisione temporale è ottenuta mediante opportuni codici, si utilizza anche la notazione TDMA/CDMA per identificarlo.

presenza di una entità, chiamata genericamente master [19], che sincronizzi i terminali e perciò di un clock comune.

Una volta stabilita la forma e la durata dell'impulso, scegliere dei codici ortogonali in tempo consente di ottenere il seguente

$$SNR = \frac{(N_s A m_p)^2}{\sigma_{REC}^2} \quad (2.1)$$

che non presenta più il termine di interferenza da accesso multiplo. Pertanto, non si ha più la necessità di un controllo di potenza, almeno per ciò che riguarda l'accesso multiplo; questo miglioramento è stato tuttavia pagato con la richiesta di una perfetta sincronizzazione.

La scelta del sistema a divisione di tempo limita il massimo numero di utenti N_{MAX} che è pari al numero di codici ortogonali disponibili

$$N_{ORT} = \left\lfloor \frac{T_F}{T_m + \delta} \right\rfloor \quad (2.2)$$

Nel seguito si utilizzeranno i termini utenti, codici e canali come sinonimi.

La precedente relazione è stata ottenuta nell'ipotesi che

$$N_u T_C \leq T_F, \text{ con } T_C = T_m + \delta$$

e cioè che l'impulso del generico frame non invada il frame successivo, una volta scelta la durata dell'impulso utilizzato T_m e lo sfasamento δ associato alla trasmissione del bit uno. Anche in questo caso δ è stato scelto di durata inferiore a T_m , al fine di massimizzare il SNR, come descritto precedentemente [2].

E' evidente che occorra agire sul frame time T_F allo scopo di aumentare il numero di utenti per slot (2.2), supponendo di lasciare inalterata la forma

e la durata T_m dell'impulso.

Incrementando T_F , per esempio ponendo $T_F' = kT_F$ e diminuendo il numero di impulsi per simbolo binario della medesima quantità, $N_S' = N_S/k$, il bit rate R_S rimane inalterato. Questa variazione corrisponde ad abbassare ulteriormente il duty cycle.

Affinché il SNR mantenga il valore calcolato in (2.1), la potenza dovrà aumentare di un fattore k . Si ha infatti

$$SNR = \frac{(N_s A m_p)^2}{\sigma_{REC}^2 k} \quad (2.3)$$

Infine, sempre nell'ottica di incrementare il numero massimo di canali, si può ricorrere all'uso di opportuni codici che chiameremo “con cancellazione”. Per i codici ortogonali, le possibili cifre di codice utilizzabili c_j^k sono tali che:

$$0 \leq c_j^k < N_h$$

dove $k = 1..N_h$ rappresentano gli utenti del sistema e $j = 1..N_s$ il generico chip.

Una costruzione alternativa rispetto a quella dei codici ortogonali, può essere effettuata consentendo la presenza di una stessa cifra di codice su due o più chip contemporaneamente e che, quindi si abbia $c_j^k = c_j^m$, per i canali k e m , con $k \neq m$. Tale coincidenza, nel seguito denominata “hit”, non può chiaramente verificarsi un numero di volte pari ad N_s : si suppone, pertanto, che il massimo numero di hit ammessi per ogni parola di codice sia pari ad H , con $H < N_s$. In maniera più compatta, una simile circostanza può esprimersi con le seguenti relazioni:

$$c_j^k = c_j^m \text{ è verificata al più } H \text{ volte,}$$

con $j = 1..N_s$,

$\forall k, m = 1..N_h$ con $k \neq m$.

Risulta evidente come una tale disposizione dei codici dia luogo ad H collisioni fra due parole di codice; inoltre, a causa del sincronismo di parola esistente in un sistema TDMA, tali collisioni sarebbero distruttive ed avrebbero come conseguenza un crollo delle prestazioni in termini di BER, anche in presenza di un controllo di potenza.

Se si pensa, invece, di introdurre al posto di una siffatta cifra di codice (hit) un carattere di “blank”, si evitano le collisioni; ad esempio nelle seguenti figure è illustrato

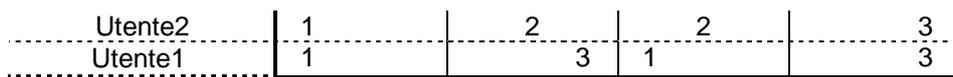


Figura 2.2 Due utenti con parole di codice non ortogonali. $N_s = 4$, $N_h = 4$ e $H = 2$.



Figura 2.3 Le due parole di codice di fig. 2.2 sono ortogonali, con l'introduzione del carattere di blank b.

un possibile utilizzo del blank [11]. Nella Fig. 2.2 i due utenti presentano due collisioni esattamente nel primo e nel quarto chip; eliminando la trasmissione, e di conseguenza la ricezione dell'impulso nei suddetti chip (blank), le due parole di codice diventano ortogonali (Fig. 2.3). Risulta ora evidente il motivo che ha condotto a denominare tali codici con il termine “cancellazione”. Andando quindi a rielaborare il SNR (2.1) calcolato nel caso ortogonale, si determina il seguente

$$SNR_{oo} = \frac{(N_s - H)^2 (A m_p)^2}{\sigma_{REC}^2} = \frac{N_s - H}{N_o} A^2 m_p \quad (2.4)$$

essendo $\sigma_{REC}^2 = N_o m_p N_s$, dove N_o rappresenta la densità di potenza

spettrale del rumore. La (2.4) è giustificata dal fatto che il ricevitore ha a disposizione solo $N_s - H$ impulsi per effettuare la correlazione. Mettendo a confronto la (2.1) e quest'ultimo SNR si calcola il peggioramento introdotto:

$$\Delta SNR = \frac{SNR_{QO}}{SNR_{ORT}} = 1 - \frac{H}{N_s} \quad (2.5)$$

essendo

$$SNR_{QO} = \left(1 - \frac{H}{N_s}\right) SNR_{ORT}$$

In definitiva, sarà necessario incrementare la potenza ricevuta di $N_s (N_s - H)^{-1}$ volte, al fine di ottenere le stesse prestazioni nei due casi. Inoltre una volta fissato il rapporto hit per numero di impulsi di bit $H (N_s)^{-1}$, è possibile calcolare il massimo incremento di codici a disposizione:

$$Codici = N_h + \Delta N = N_{ORT} + \Delta N \quad (2.6)$$

e quindi di canali.

Un tale incremento è, quindi, costato la riduzione del SNR, sebbene, come si vedrà più avanti, la (2.5) rappresenta il peggiore SNR possibile, potendosi ottenere ancora dei codici con un numero minore di blank. Ancora una volta questa riduzione deve essere contrastata con un aumento della potenza trasmessa per ogni impulso, affinché le prestazioni rimangano inalterate.

Alcune semplici procedure per ottenere i codici suddetti sono descritte in Appendice A, dove si determina anche il valore che assume ΔN nella (2.6).

II.3 Hard detection nel TDMA/CDMA

Fino a questo punto e per entrambi gli schemi, è stato considerato l'utilizzo di un ricevitore che effettuasse la correlazione fra il segnale ricevuto ed il segnale sagoma su N_S impulsi, come proposto in [2] e nel seguito indicato con il termine soft detection (SD). La regola di decisione adottata (HD) nel presente paragrafo è introdotta in [8] e descritta nel primo capitolo: qui si riporta brevemente la procedura. L'alternativa alla SD è quella di considerare separatamente le N_S correlazioni e di conteggiare quante di esse diano un valore positivo e quante altre siano minori di zero: se prevalgono i contributi positivi, si decide per la trasmissione di un bit zero, altrimenti per quella del bit uno. Poiché tale tecnica opera sul singolo impulso, il rapporto segnale a rumore nel caso TDMA è

$$SNR_{HD} = \frac{A^2 m_p}{N_o} \quad (3.1)$$

dove il pedice HD è stato introdotto per distinguere il rapporto (3.1) da tutti i precedenti. Inoltre, la probabilità d'errore sull'impulso, pari a

$$p_m = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR_{HD}}{2}} \right)$$

calcolata con la (3.1) non cambia rispetto alla regola di decisione fin qui utilizzata [2], anche se nel caso Soft Detection rappresenta proprio il bit error rate, purché si sostituisca il SNR ad essa relativo. Infatti, nel caso HD occorre inserire tale probabilità d'errore sul singolo impulso p_m nella seguente relazione

$$P_{Be} = \sum_{i=\lceil N_s/2 \rceil}^{N_s} \binom{N_s}{i} p_m^i (1-p_m)^{N_s-i} \quad (3.2)$$

che rappresenta la probabilità d'errore sul bit e che era intuibile attendersi, dato che la decisione è presa contando il numero di correlazioni positive (negative) dell'impulso con la sagoma e si decide per la trasmissione di un bit zero (uno) se sono maggiori di $\lceil N_s/2 \rceil$. Il confronto fra la decisione HD e la SD va quindi impostato uguagliando le BER e non i rapporti segnale a rumore, come fatto in precedenza: difatti supponendo che nei due casi le probabilità d'errore sul bit siano uguali ad un valore β , si determinano diversi SNR.

Nella figura 3.1 sono evidenziati i diversi SNR al variare di β nell'intervallo 10^{-4} - 10^{-2} . Si può evidenziare il fatto che il rapporto fra le ampiezze degli impulsi all'ingresso del ricevitore si mantenga pressoché costante al variare di β : quindi una volta fissato il bit rate R_s e il bit error rate P_{Be} è possibile stabilire quale siano le prestazioni dello schema HD rispetto al SD. Sarà pertanto necessario incrementare la potenza di trasmissione di ogni impulso, nel caso HD, di un fattore costante. Tale incremento è rappresentato, nella figura 3.2, al variare del numero di impulsi per bit e quindi del bit rate. L'andamento tende a stabilizzarsi, al crescere di N_s , intorno ad un valore pari al 60 % circa. Pertanto lo schema HD non consente un miglioramento del SNR, richiedendo comunque un aumento della potenza trasmessa per ogni impulso. Difatti il rapporto fra i quadrati delle ampiezze degli impulsi ricevuti è

$$\frac{A_{HD}^2}{A_{SD}^2} = N_s \frac{SNR_{HD}}{SNR_{SD}} \quad (3.3)$$

con un valore asintotico di 1.6 per $N_s \rightarrow \infty$ (figura 3.3).

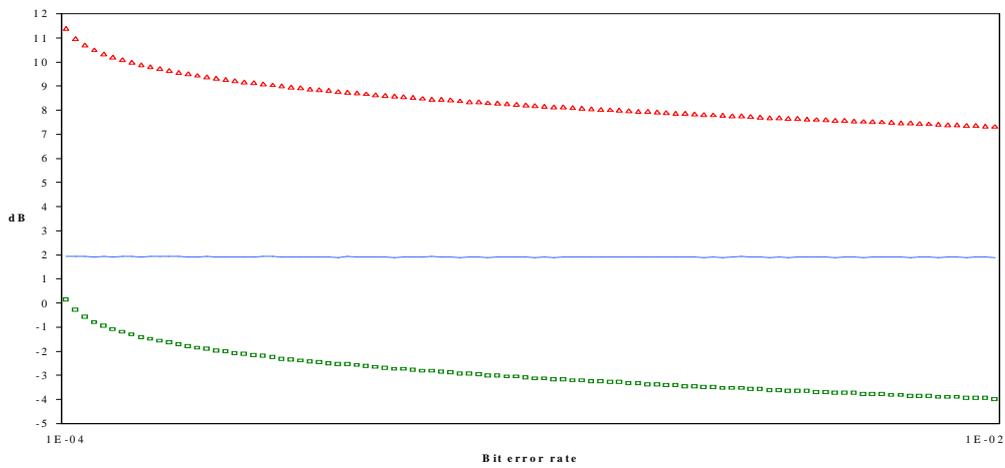


Figura 3.1 SNR al variare del Bit error rate. $N_s = 21$.

Hard det. (punto \square) - Soft det. (punto Δ) - Rapporto fra le ampiezze degli impulsi ricevuti (linea continua)

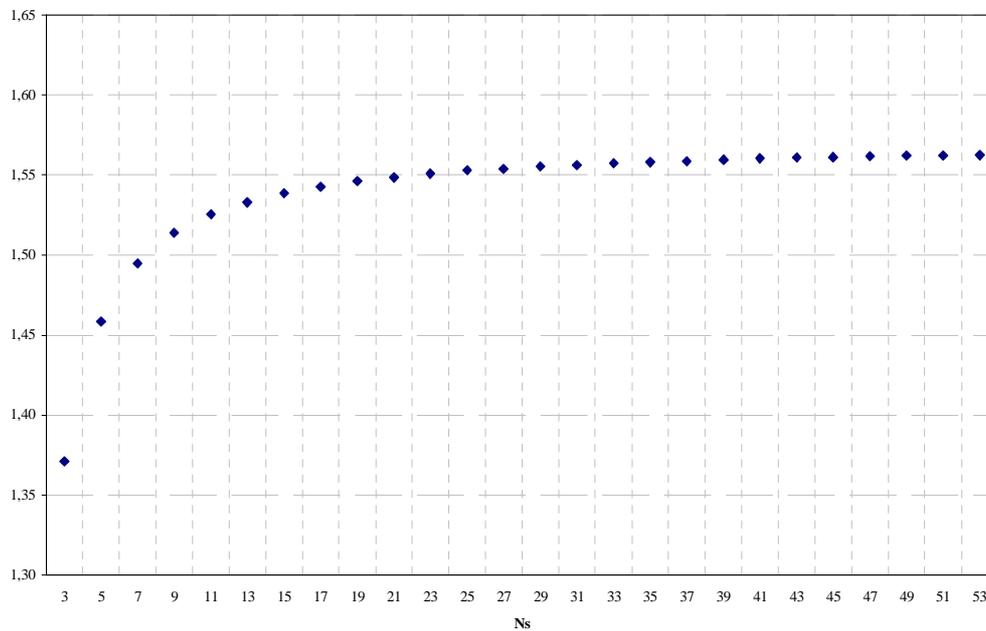


Figura 3.2 Rapporto fra i quadrati delle ampiezze degli impulsi ricevuti HD e SD, con Bit error rate di 0.001

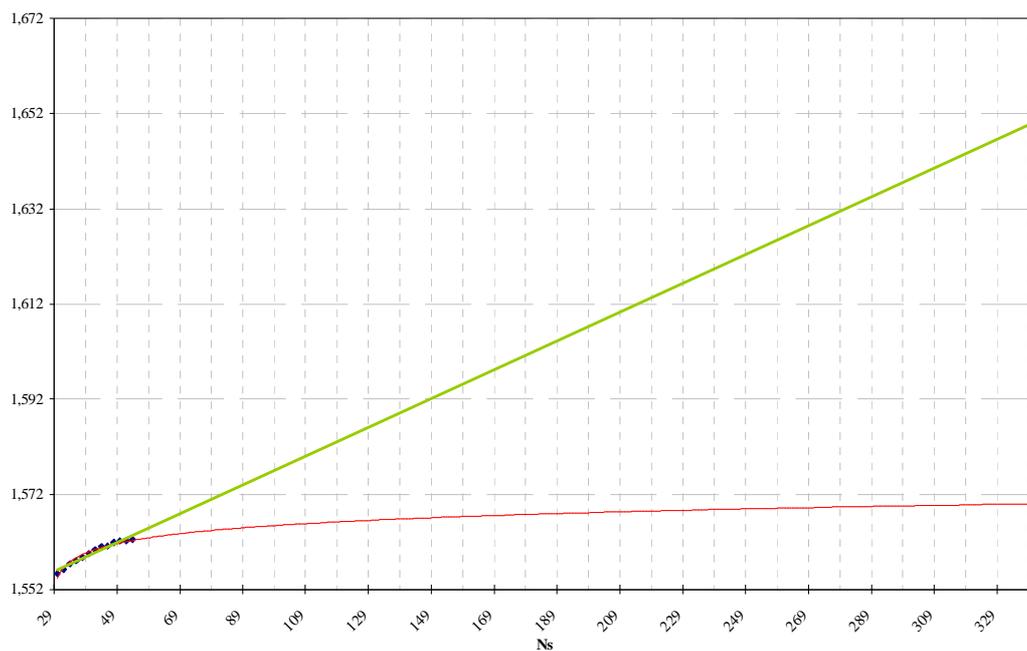


Figura 3.3 Linee di tendenza **logaritmica** e **lineare** per i rapporti di figura 3.2.

II.4 Confronto fra gli schemi esaminati

Viene proposto un semplice confronto per i sistemi presi in considerazione in questo capitolo.

E' basato sul massimo numero di utenti possibili, una volta fissato il SNR ed il bit rate utilizzato. Vengono anche esaminati gli andamenti delle potenze in ricezione necessarie ad ottenere le prestazioni richieste, come analizzato nei precedenti paragrafi.

I principali parametri caratterizzanti l'impulso sono gli stessi utilizzati nel capitolo I e sono riportati per comodità nella tabella II.1.

Per il sistema asincrono TH/CDMA si fissa un valore massimo ΔP di incremento SNR pari a 4 dB, necessario a permettere la coesistenza di N_u utenti attivi; inoltre si suppone, come fatto finora, un perfetto controllo di potenza. Il rapporto segnale a rumore richiesto è 12 dB per tutti i sistemi. Le tabelle riportano nella prima colonna la lettera dell'alfabeto indicante lo schema descritto nella seconda; la terza colonna presenta il valore di potenza necessario in ricezione per ottenere le prestazioni richieste e nell'ultima il massimo numero di utenti, calcolato mediante l'uso delle (1.3) e (2.2).

Tabella II.1	
Durata del monociclo T_m	0.75 nsec
Durata del frame time T_F	100 nsec
Sfasamento δ	0.156 nsec
m_P^2	$3.05 \cdot 10^{-20}$
σ_A^2	$6.045 \cdot 10^{-23}$

Tabella II.1 Parametri caratteristici dell'impulso utilizzato

Le tabelle II.2 e II.3 riassumono i risultati ottenuti per 1Mb/sec e 50 kb/sec, rispettivamente.

Partendo dal bit rate di un Megabit/secondo, si ottengono, pertanto, 192 utenti nel TH/CDMA (sistema **-A-**) rispetto ad un massimo teorico di 319, calcolato per $\Delta P \rightarrow \infty$. Il successivo caso esaminato (sistema **-B-**) corrisponde al TDMA/CDMA con codici ortogonali e consente un massimo numero di utenti per slot inferiore, sebbene con una potenza richiesta minore; quest'ultima differenza è dovuta alla presenza del solo rumore termico nell'espressione (2.1) a differenza della (1.1).

Il sistema **-C-** è relativo al raddoppio del frame time rispetto ad **-A-** con $N_s = 5$, ossia $K = 2$, come descritto precedentemente. Il massimo numero di utenti per slot raddoppia e di conseguenza anche la potenza necessaria. L'esempio successivo **-D-** riguarda l'uso dei codici ortogonali "con cancellazione", che consentono, secondo la costruzione adottata, un incremento di utenti pari ad $N_H / 2$ nel caso di $H(N_s)^{-1}$ pari a 0.66 e di $N_H / 3$ per $H(N_s)^{-1}$ uguale a 0.6. La prima costruzione garantisce un numero di utenti superiore, ma con una potenza maggiore, per quanto visto al paragrafo II.2.

Schema d'accesso	Potenza \propto	Numero utenti
A TH/CDMA	A^2	192
B TDMA/CDMA codici ortogonali	$0.40 A^2$	110
C TDMA/CDMA codici ortogonali, $K=2$	$0.80 A^2$	220
D TDMA/CDMA codici con cancellazione, $H/N_s=0.66$	$1.2 A^2$	165
E TDMA/CDMA codici con cancellazione, $H/N_s=0.6$	A^2	146
F TDMA/CDMA codici ortogonali, Hard detection	$0.58 A^2$	110

Tabella II.2 Confronto fra 6 schemi d'accesso, per utenti a 1Mb/sec e SNR di 12 dB. Nel caso A, ΔP è di 4 dB.

Tuttavia occorre sottolineare che, a causa del differente approccio adottato per la determinazione dei codici, il sistema **-E-** presenta 74

parole di codice che hanno un rapporto $H(N_s)^{-1}$ inferiore a 0.6 (più precisamente 0.4) mentre la **-D-** ha tutte le 165 parole di codice con lo stesso rapporto 0.66 ⁽²⁾. Questo implica che ci sono 74 canali che richiedono una potenza in ricezione inferiore ad A^2 e più precisamente $0.66 A^2$.

Quindi lo schema **-E-** consente a più del 50% degli utenti di utilizzare una potenza inferiore in ricezione del 33% rispetto al TH/CDMA. Infine l'uso dell'hard detection **-F-** non consente un incremento delle prestazioni per ciò che riguarda la potenza necessaria.

Con un bit rate di 50 kilobit/secondo, il TH/CDMA supera di gran lunga gli altri schemi con un numero di utenti pari a 3829, rispetto ai 6361 che si avrebbero per $\Delta P \rightarrow \infty$.

Rispetto ai dati della Tab. II.2, l'unico sistema sincrono che presenta dei dati diversi è il **-D-** poiché è stata utilizzata una terza costruzione per i codici con cancellazione. Questa classe di codici è stata ottenuta con un diverso procedimento e ne produce un numero superiore rispetto ai punti **-D-** ed **-E-** di Tab. II.2, purché il bit rate sia piuttosto basso.

Schema d'accesso		Potenza \propto	Numero utenti
A	TH/CDMA	A^2	3829
B	TDMA/CDMA codici ortogonali	$0.40 A^2$	110
C	TDMA/CDMA codici ortogonali, K=2	$0.80 A^2$	220
D	TDMA/CDMA codici con cancellazione, $H/N_s=0.66$	$1.2 A^2$	177
E	TDMA/CDMA codici con cancellazione, $H/N_s=0.6$	A^2	146
F	TDMA/CDMA codici ortogonali, Hard detection	$0.64 A^2$	110

Tabella II.3 Confronto fra 6 schemi d'accesso, per utenti a 50kb/sec e SNR di 12 dB. Nel caso A, ΔP è di 4 dB.

Infatti, determina un incremento di utenti funzione di $H / 2$: poiché 50 kb/sec corrispondono a 200 impulsi per bit, si ha un valore per H di 133,

² I codici con cancellazione sono descritti in Appendice A.

il che determina il numero di utenti trovato. Anche nel caso in esame ci sono 107 codici che presentano un numero di hit pari a 133.

I restanti 70 sono così distribuiti:

	H	Potenza massima α
18 codici	$133 < H \leq 100$	$1.2 A^2$
27 codici	$100 < H \leq 50$	$0.8 A^2$
15 codici	$50 < H \leq 20$	$0.53 A^2$
10 codici	$H < 20$	$0.44 A^2$

Quindi, si hanno prestazioni diverse a seconda del codice assegnato ed oltre il 30 % dei canali consente di ricevere con una potenza inferiore al caso TH/CDMA.

Infine, per **-F-** si è inserito il valore asintotico trovato alla fine del paragrafo II.3. Per concludere il confronto, si può pensare ad un sistema a divisione di tempo che utilizzi più di una tecnica per l'aumento dei codici disponibili. Ad esempio, raddoppiando il frame time (**-C-**) ed introducendo per questo sistema i codici con cancellazione (**-D-**), si ottengono 330 canali; per rispettare i vincoli sul SNR si deve avere una potenza in ricezione proporzionale a $2.40 A^2$.

In definitiva, il massimo numero di utenti nel TH/CDMA è determinato una volta fissata la seguente terna di valori:

- il bit rate
- il SNR
- il massimo incremento di potenza disponibile in trasmissione, necessario a contrastare l'interferenza dovuta alla presenza di più utenti attivi.

Nel caso TDMA/CDMA con codici ortogonali, viceversa, esso è funzione della scelta di T_F e quindi del numero di codici ortogonali a disposizione. Data la limitatezza di questi ultimi, si può agire abbassando ulteriormente il duty cycle o utilizzando classi di codici opportuni, quali

ad esempio quelli con cancellazione.

Dall'analisi svolta è risultato che il TH/CDMA consente l'accesso di un numero di utenti superiore al TDMA/CDMA, soprattutto per bit rate al di sotto del Megabit/secondo. Tuttavia quest'ultimo sistema consente un risparmio di potenza, a parità di prestazioni richieste, dovuto alla separazione temporale imposta ai diversi utenti. Le tecniche introdotte in questo capitolo e rivolte all'aumento di canali per il TDMA, sono efficaci purché la potenza in ricezione sia opportunamente elevata, rispetto al caso con codici ortogonali.

Tralasciando gli aspetti quantitativi dell'accesso multiplo, si può affermare che i due sistemi necessitano entrambi di un controllo, al fine di migliorare l'accesso multiplo. Da un lato l'uso di un controllo di potenza [14] si rivela indispensabile per incrementare la capacità del sistema; dall'altro il master deve mantenere la perfetta sincronizzazione del sistema.

III. Il controllo di potenza nei sistemi CDMA

Come è emerso nel corso del secondo capitolo, l'uso di un meccanismo per il controllo di potenza è di fondamentale importanza nell'accesso TH/CDMA. Il miglioramento dell'accesso multiplo non è, comunque, l'unico obiettivo che si persegue nel progetto di un tale sistema di controllo. Prima quindi di introdurre nel secondo paragrafo la procedura adottata, si effettua un breve cenno sui motivi che inducono allo sviluppo di un meccanismo per il controllo della potenza. Nel primo paragrafo si accenna brevemente ad alcune procedure adottate in ambiti diversi, per le quali esiste un'ampia letteratura in merito. L'analisi svolta in questo capitolo è quindi utile per comprendere le scelte adottate nel corso della realizzazione di una simile procedura per il sistema UWB ed utilizzate nel corso delle simulazioni.

III.1 Il controllo di potenza

In questo paragrafo si introducono le principali motivazioni per l'uso del controllo di potenza; si fa riferimento, però, ad una architettura di tipo centralizzato, per semplicità espositiva. I risultati ottenuti sono poi esportabili al caso di rete distribuita.

Nei sistemi CDMA, tutti gli utenti attivi condividono il medesimo canale radio e l'accesso multiplo è ottenuto mediante l'uso di un codice specifico per ogni utente. In UWB, il codice è una sequenza di time hopping. La capacità del sistema dipende, quindi, in modo sensibile dall'interferenza da accesso multiplo [15] che, nel caso UWB, è dovuta alle collisioni fra impulsi appartenenti a due diverse trasmissioni.

Riferendoci ad un sistema cellulare, nel quale una base station (BS) presiede la propria cella ci si deve porre il seguente quesito: quale sia la minima potenza con la quale la BS trasmette (downlink DL) verso il generico radiomobile (mobile station: MS), senza degradare il SNR. La risposta a questa domanda consente di ridurre l'interferenza co-canale: si può infatti ridurre l'interferenza nelle celle adiacenti ed incrementare pertanto la capacità del sistema [17]. Anche nei sistemi TDMA, quale ad esempio quello introdotto nel capitolo precedente, si cerca di contenere il più possibile l'interferenza co-canale. Tale controllo sul DL permette un migliore riuso spaziale dei codici ortogonali [25].

Nel caso inverso (uplink UL), la BS riceve un segnale più forte da una unità mobile che le è geograficamente più vicina rispetto ad una che si trovi ad una distanza maggiore (figura 1.1). Il primo segnale potrebbe oscurare la ricezione da parte della BS, del secondo. E' il cosiddetto effetto near-far che causa un ulteriore peggioramento della capacità del sistema. A questo problema cerca di porre rimedio il controllo di

potenza; difatti esso regola le potenze delle singole MS, in modo tale che i diversi segnali ricevuti abbiano la stessa ampiezza, presso la BS [17]. Inoltre la minimizzazione della potenza trasmessa da parte di ogni MS permette di raggiungere altri due obiettivi, la cui importanza non deve essere trascurata.

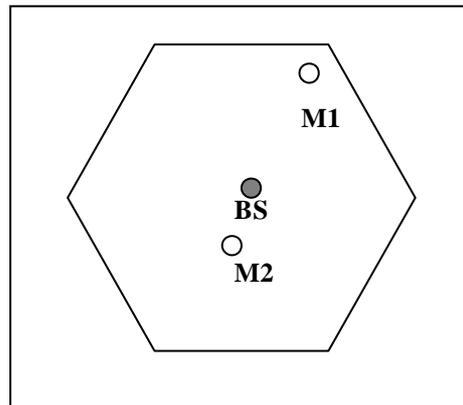


Figura 1.1 Uplink: la BS riceve i segnali dalle MS. Effetto near-far.

Il primo è la riduzione del consumo energetico dei radiomobili che, essendo degli apparati portatili, hanno un'autonomia limitata. Il secondo ha una rilevanza notevole in ambito militare. Infatti, poiché tale meccanismo tenta di controllare il livello di potenza totale presente nell'intero sistema, le prestazioni sono migliori dal punto di vista della probabilità di rivelazione ed intercettazione (Low Probability of Intercept and Detection: LPI/D) [14]. Infine, sia nel DL che nel UL, il sistema di controllo in esame regola la potenza in funzione delle variazioni del canale radio [13].

Per un'architettura completamente distribuita, ogni unità regola la propria potenza trasmessa esclusivamente sulla base di informazioni di tipo locale che sono in possesso del singolo nodo [18]. I possibili schemi di controllo si distinguono principalmente nelle due seguenti categorie:

open loop e closed loop. Per entrambi è necessario conoscere il livello di interferenza presente presso l'unità ricevente: nel caso open loop, il trasmettitore opera una stima di tale potenza interferente sulla base di alcune informazioni in proprio possesso. Quindi calcola il nuovo livello di potenza necessario in trasmissione. Lo schema closed loop è invece basato su uno scambio preventivo d'informazione fra il ricevitore ed il trasmettitore. La potenza interferente viene misurata o comunque stimata [15] dall'unità ricevente e comunicata al trasmettitore; quest'ultimo calcola la potenza necessaria per mantenere un determinato SNR in base all'informazione ottenuta al passo precedente. La trasmissione ha luogo, infine, con il nuovo livello di potenza. Come si avrà modo di vedere più avanti, è il ricevitore che determina la potenza richiesta ed invia un comando di aumento/diminuzione al trasmettitore. L'algoritmo, sia esso open che closed loop, viene eseguito ogni T secondi ed opera, quindi, con una frequenza T^{-1} Hertz.

Indicando perciò con il pedice i il link i -esimo e con γ_i il relativo SNR richiesto, si ottiene la seguente potenza in trasmissione:

$$P_i^{n+1} = \frac{\gamma_i}{\gamma_i^n} P_i^n \quad (1.1)$$

in cui gli apici indicano la generica iterazione dell'algoritmo e γ_i^n il SNR al passo n -esimo. L'uso di questo schema (“Constant SIR⁽¹⁾ power control”) descritto in [16], consente di adoperare valori di potenza che producono SNR pari a γ_i ed ha il seguente comportamento: in risposta a livelli crescenti di potenza per TX1 (figura 1.2), TX2 incrementa a sua volta la potenza. Questa circostanza implica un ulteriore aumento da parte di TX1 e così via; lo stesso comportamento si ha quando le potenze

⁽¹⁾ In questo ambito le notazioni SNR, SIR e SINR sono utilizzate come sinonimi.

decregono. In definitiva, i livelli di potenza tendono ad inseguirsi vicendevolmente, in funzione dell'interferenza presso il ricevitore. Tale meccanismo “a catena” sarà approfondito nel successivo capitolo.

Il calcolo della (1.1) determina l'incremento (decremento) di potenza necessario in trasmissione:

$$(p_i^{n+1} - p_i^n)_{dB} = k_i^n \quad (1.2)$$

avendo indicato con k_i^n il rapporto a secondo membro della (1.1), espresso in dB.

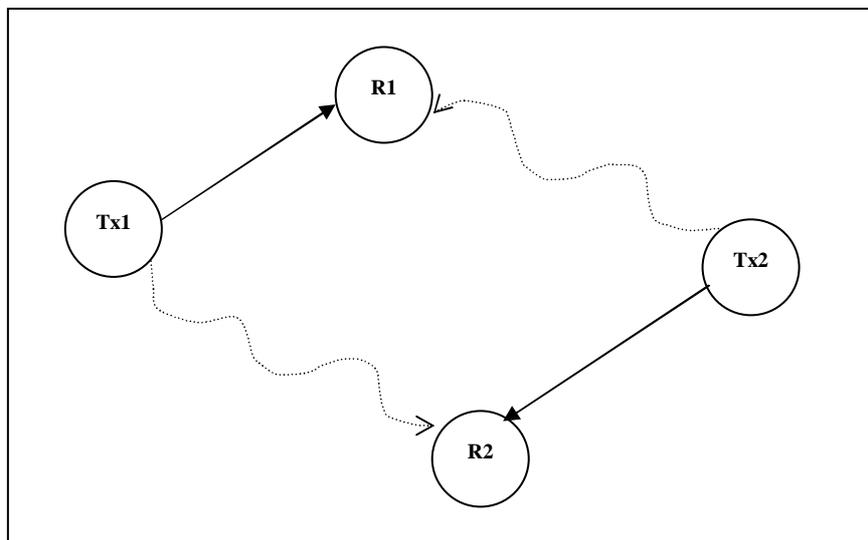


Figura 1.2 Due link unidirezionali. Le frecce ondulate indicano l'interferenza che i trasmettitori provocano nei confronti di R1 e R2.

In base alla (1.2) si possono identificare due possibili algoritmi: il *fixed step size* ed *adaptive step size power control*. Il primo impiega un incremento/decremento fisso di potenza, ad esempio pari a ± 1 dB, mentre il secondo prevede una richiesta che si adatta alla (1.2), ad esempio di uno, due o tre dB per iterazione, in un verso o nell'altro. Poiché le prestazioni dell'algoritmo sono influenzate dall'abilità dello

stesso di inseguire le variazioni di potenza ricevuta, si dimostra [13] che lo schema *adaptive step size* è superiore al *fixed step*, a parità di periodo T impiegato. Tuttavia il secondo algoritmo “a passo fisso” consente di utilizzare un solo bit per codificare l'aumento o la diminuzione di potenza, a differenza del primo che richiede una complessità maggiore, dovendo ricorrere a più di un bit [13].

Un altro parametro che incide sulle prestazioni dell'algoritmo è la stima dell'interferenza: difatti è il termine che bisogna introdurre nella (1.1) e che è implicitamente contenuto nel SINR indicato con γ_i^n . Tale valore può essere misurato mediante opportuni schemi in ricezione [13] o stimato in base ad informazioni in possesso degli strati superiori. Si potrebbe ricorrere anche all'uso di pacchetti sonda o sequenze predefinite di bit, inviate regolarmente e dalle quali risalire al BER.

Infine, gran parte della ricerca sugli algoritmi per il controllo di potenza di tipo distribuito fonda le proprie basi sulle proprietà di convergenza e stabilità dei suddetti [16]; queste caratteristiche non saranno approfondite, sebbene rivestano un'importanza fondamentale.

Prima di concludere il paragrafo, si riportano i dati riguardanti lo standard IS-95B CDMA [22], per ciò che concerne le scelte adottate in fatto di controllo di potenza. Occorre specificare che tale standard è basato su un'architettura centralizzata: impiega, quindi, meccanismi di controllo sia per UL che per il DL. Per l'uplink si utilizzano due schemi, uno open e l'altro closed loop. Il primo viene impiegato nella regolazione della potenza iniziale (della MS) per accedere al canale e per compensare brusche variazioni dell'attenuazione di canale. In tal modo la BS riceve con la stessa potenza trasmissioni comunque dislocate nella cella. Il secondo serve a contrastare il fading, operando come descritto precedentemente nel caso *fixed step size*: il passo è un parametro di

sistema e può essere 0.25, 0.5 o 1 dB. La frequenza di questo aggiornamento è 800 Hz ($T=1.25$ msec).

Nel downlink si impiega un meccanismo diverso rispetto a quelli fin qui analizzati: la BS riduce periodicamente (ogni 15-20 msec) la potenza trasmessa verso la MS. Quando quest'ultima misura una *frame error ratio* superiore ad una soglia dell'uno per cento, richiede alla BS un incremento della potenza in trasmissione. Il fine di un tale schema di controllo, caratterizzato da una frequenza più bassa rispetto a quello sul UL, è di migliorare le prestazioni di una MS che si trovi in prossimità del vertice della cella. Infatti (figura 1.3) il segnale ricevuto è comparabile con quello interferente generato dalle BS di celle adiacenti.

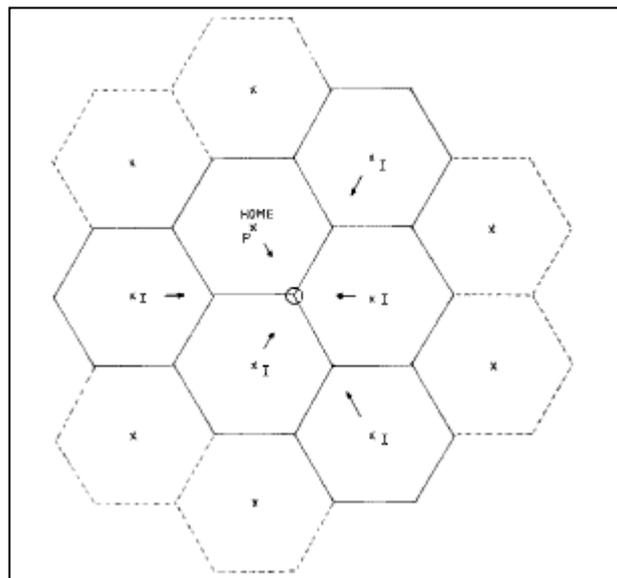


Figura 1.3 Interferenza di una MS che si trova in prossimità del vertice della cella.

III.2 La procedura per il controllo di potenza

Il paragrafo precedente ha brevemente esposto le principali problematiche riguardo il controllo di potenza e le possibili scelte adottabili in fase di progetto. E', quindi, necessario introdurre uno schema per il controllo di potenza, sia esso centralizzato che distribuito, per incrementare la capacità del sistema ed ottenere determinati requisiti di qualità per ogni link.

Pensando ad un impiego dello schema di accesso multiplo TH/CDMA, in cui non è prevista la presenza di alcuna sincronizzazione che non sia quella trasmettitore-ricevitore del link attivo, si impiega un meccanismo per il controllo di potenza che è completamente distribuito. Si sta perciò pensando ad una rete multihopping costituita da entità “alla pari” che sono in possesso di una serie di informazioni riguardanti le altre unità del sistema attive, istante per istante.

Lo schema per il controllo di potenza adottato in questo ambito è descritto in [14]; esso è completamente distribuito ed è quindi basato su informazioni di tipo locale che sono in possesso di ogni singola unità.

Per introdurre il meccanismo utilizzato, occorre riprendere in esame il seguente

$$SNR (N_U) = \frac{(N_S A_1 m_p)^2}{\sigma_{REC}^2 + N_S \sigma_A^2 \sum_{k=2}^N A_k^2} \quad (2.1)$$

Come sottolineato a più riprese, in un sistema radio spread spectrum quale l'UWB, le prestazioni su di un determinato link sono limitate dall'interferenza multiutente presente presso ogni ricevitore.

Tale contributo, corrispondente al secondo termine a denominatore della

(2.1) è dovuto alle collisioni verificatesi fra gli impulsi emessi dal trasmettitore e quelli di utenti interferenti. Il rapporto segnale/umore interferenza ricavato precedentemente viene così rielaborato, per l' i -esimo link:

$$SINR_{i\beta}(t) = \frac{[A_{i\alpha}(t)N_{Si\alpha}(t)m_p]^2 g_{i\alpha\beta}}{\sigma_n^2 + N_{Si\alpha}(t)\sigma_a^2 \sum_{j=1, j \neq i}^{N_l} [A_{j\alpha}^2(t)g_{j\alpha\beta} + A_{j\beta}^2(t)g_{i\beta j\beta}]} \quad (2.3)$$

Nella relazione precedente, si è indicato con

- i pedici α e β le due unità che costituiscono il generico link,
- N_l il numero di link nel sistema,
- $SINR_{i\beta}(t)$ il rapporto segnale interferenza presso il ricevitore dell' i -esimo link,
- $A_{i\alpha}(t)$ l'ampiezza degli impulsi trasmessi da α per il link i ,
- $g_{i\alpha\beta}$ l'attenuazione di canale fra due ricetrasmittitori, proporzionale a $d_{i\alpha\beta}^{-\zeta}$, con $d_{i\alpha\beta}$ rappresentante la distanza fra le unità in questione e ζ il *path loss exponent*.

I restanti termini sono stati precedentemente descritti. Sfruttando il fatto che l'unica sincronizzazione dalla quale non si possa prescindere è quella fra trasmettitore e ricevitore del link i -esimo, si considerano connessioni full duplex su ogni link: i ricevitori delle unità α e β sono quindi agganciati a due codici di TH ortogonali in tempo.

L'algoritmo per il controllo di potenza è del tipo “ a ciclo chiuso ” (closed loop) ed è quindi basato sullo scambio di informazioni di feedback fra le due unità che formano il link: se si suppone che tale aggiornamento avvenga ogni t_k secondi, la relazione seguente

$$P_{i\alpha}(t + t_k) = P_{i\alpha}(t) \frac{\gamma}{SINR_{i\beta}(t)} \quad (2.4)$$

regola la potenza di trasmissione dell'unità α per il link i essendo γ il $SINR$ richiesto e $SINR_{i\beta}(t)$ il rapporto segnale/rumore misurato dal ricevitore β . In definitiva, l'informazione di feedback necessaria allo scopo è data dal rapporto fra γ e $SINR_{i\beta}(t)$ e deve essere comunicata da β ad α ogni t_k secondi; il trasmettitore regola quindi la propria potenza variando l'ampiezza degli impulsi. Il medesimo algoritmo è utilizzato quando β è il trasmettitore ed α il ricevitore.

La relazione (2.4) non è altro che la (1.1) introdotta nel precedente paragrafo: l'algoritmo impiegato in questo contesto è quindi del tipo *adaptive step size*, non prevedendo delle variazioni fisse di potenza.

Nelle simulazioni svolte in [14] lo sforzo maggiore è stato dedicato alla minimizzazione dell'interferenza multiutente. A tale scopo si è confrontato il caso in cui l'assegnazione della potenza iniziale di trasmissione venga calcolata con l'ausilio della misura della distanza esistente fra α e β e dell'interferenza presente nel sistema, rispetto al caso in cui si utilizzi il massimo livello di potenza disponibile in trasmissione P_{MAX} . Nella prima circostanza, pertanto, la potenza utilizzata al tempo $t = 0$ si può ricavare dalla (2.2) che qui si riporta al caso in oggetto:

$$SINR_{i\beta}(0) = \frac{[A_{i\alpha}(0)m_p]^2 N_{Si\alpha}(0)g_{i\alpha\beta}}{N_o m_p + \sigma_a^2 \sum_{j=1, i \neq j}^{N_i} [A_{j\alpha}^2(0)g_{j\alpha\beta} + A_{j\beta}^2(0)g_{i\beta\beta}]} \quad (2.5)$$

Indicando con $I_{i\beta}(0)$ l'interferenza misurata da β per $t = 0$ e corrispondente al secondo termine a denominatore della (2.5), si ricava l'ampiezza dell'impulso necessaria in trasmissione ad ottenere il SINR γ

richiesto

$$A_{i\alpha}(0) = \sqrt{\frac{\gamma [I_{i\beta}(0) + N_o m_p]}{m_p^2 N_{Si\alpha}(0) g_{i\alpha i\beta}}} \quad (2.6)$$

e quindi la potenza iniziale $P_{i\alpha}(0)$. Come emerge dalle simulazioni svolte in [14] il comportamento di un siffatto controllo sono superiori al caso in cui si impieghi il massimo livello di potenza disponibile. Viceversa l'uso di una potenza pari a P_{MAX} nell'instaurazione di un link provoca un aumento dell'interferenza nel sistema, sebbene consenta un'acquisizione più rapida.

Nello sviluppo della procedura si è privilegiato il contenimento dell'interferenza e si è quindi fatto ricorso alla (2.6). A tale proposito occorre notare che, mentre l'informazione riguardo l'interferenza può essere stimata dal ricevitore [13], quella riguardante la distanza si può ricavare direttamente, dato che il ricetrasmittitore UWB può essere impiegato anche come apparato radar [24]. Si può, quindi, evitare l'uso di un dispositivo GPS, incorporato nel ricevitore, come proposto in [14]: esistono, peraltro, numerosi studi di compatibilità elettromagnetica che mettono in luce come trasmissioni UWB possano provocare una forte interferenza proprio ai danni di apparati ricevitori GPS [3], [5] e [7].

Un ulteriore aspetto, legato alle prestazioni relative a tale algoritmo, è rappresentato dal fatto che una diminuzione (incremento) del bit rate trasmissivo comporta un aumento (abbassamento) del $SINR_{i\beta}(t)$ oltre (al di sotto) la soglia γ necessaria. Difatti, la (2.2) è direttamente proporzionale al numero di impulsi per bit $N_{Si\alpha}(t)$ utilizzati in trasmissione ed un aumento di quest'ultimo corrisponde ad un abbassamento del bit rate. In presenza di sorgenti VBR, quindi, si può

sfruttare questa caratteristica in presenza di una qualunque variazione del bit rate. Pertanto si cerca di mantenere il più possibile costante il SINR al variare del tempo con l'uso del controllo “ a ciclo aperto ” (open loop) determinato dalla seguente relazione

$$A_{i\alpha}(t + \tau) = \sqrt{\frac{N_{Si\alpha}(t)}{N_{Si\alpha}(t + \tau)}} A_{i\alpha}(t) \quad (2.7)$$

che regola la potenza degli impulsi trasmessi in funzione delle variazioni istantanee di bit rate. In tal modo si riesce ad abbassare ulteriormente il contributo di interferenza multiutente e la probabilità che un link cada a causa di un eventuale abbassamento del SINR, rispetto al sistema in cui non si adotti questa strategia.

Prima di introdurre lo schema utilizzato nel controllo “ a ciclo chiuso ” si vuole ancora una volta riportare le due principali proprietà che lo caratterizzano. Questo meccanismo tende a mantenere la potenza trasmessa da ogni utente al livello minimo consentito per conseguire un prefissato rapporto segnale a rumore (e, di conseguenza, un determinato BER) sul link: perciò tale schema permette di minimizzare l'interferenza presente nel sistema. Infine, proprio tale controllo consente di ridurre il consumo, in termini di potenza, per le singole unità, che è spesso uno degli aspetti più rilevanti nel progetto di un sistema di radiomobili.

Lo schema di ricevitore impiegato è lo stesso introdotto nel I° capitolo; dal pacchetto di bit ricevuti sono estratti quelli necessari per regolare la potenza in trasmissione (figura 2.1). Questi “power control bit” (PCB) codificano, attraverso la “size adjust logic” (SAL) la differenza fra il prossimo valore di potenza e quello attuale: sono perciò utilizzati per regolare la potenza in trasmissione. Il bit *RO* è impiegato per sapere se si tratti di un aumento o, viceversa, di una diminuzione: il passo utilizzato è

quindi $\Delta_i = \phi + g\Lambda$ e la potenza trasmittente è

$$P_T^{n+1} = P_T^n + \text{sign}(R0)\Delta_i$$

Le due quantità ϕ e Λ sono due parametri di sistema e realizzano lo schema *adaptive step size*. Il passaggio al *fixed step size* può essere attuato ponendo, ad esempio, ϕ pari ad un dB e ricorrendo all'uso del solo bit $R0$.

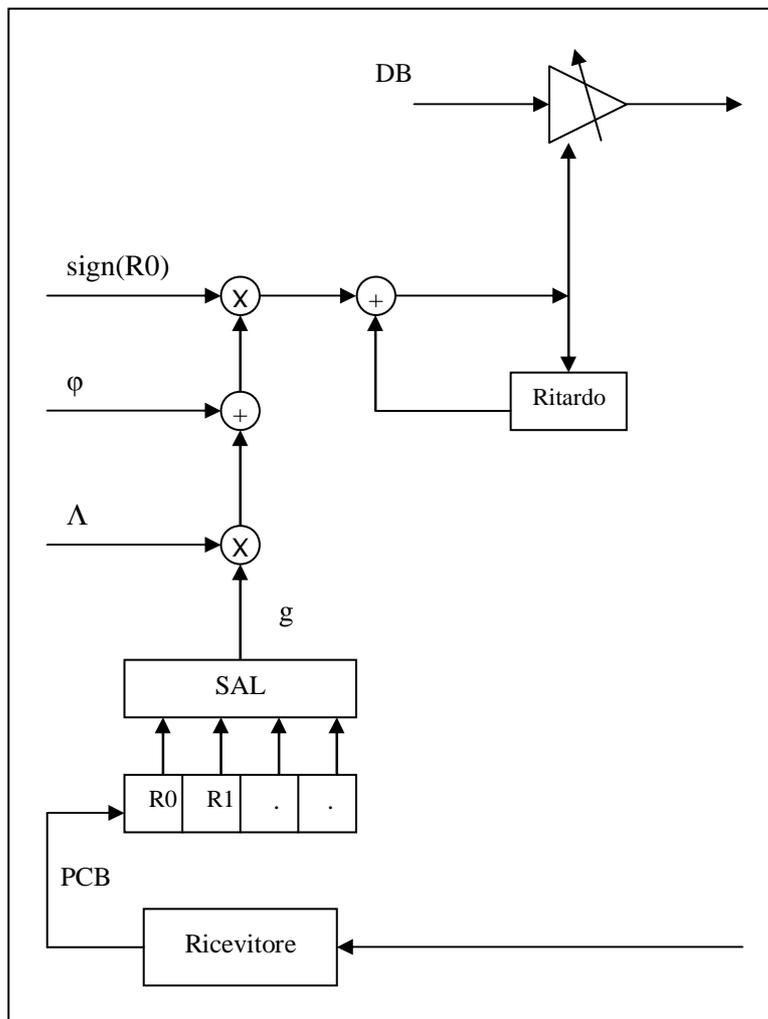


Figura 2.1 Diagramma a blocchi per la regolazione della potenza necessaria in trasmissione. Lo schema è del tipo *adaptive step size* e Δ è lo step utilizzato.

SAL: Size Adjust Logic; PCB: Power Control Bit; DB: Data bit.

Viceversa, la misura dell'interferenza o comunque una sua stima ottenuta, per esempio, mediante informazioni provenienti dagli strati superiori, permette il calcolo della (2.4). Questo valore di potenza è calcolato mediante il blocco “power control” (figura 2.2) e viene codificato con una serie di bit dedicati (PCB) al controllo di potenza.

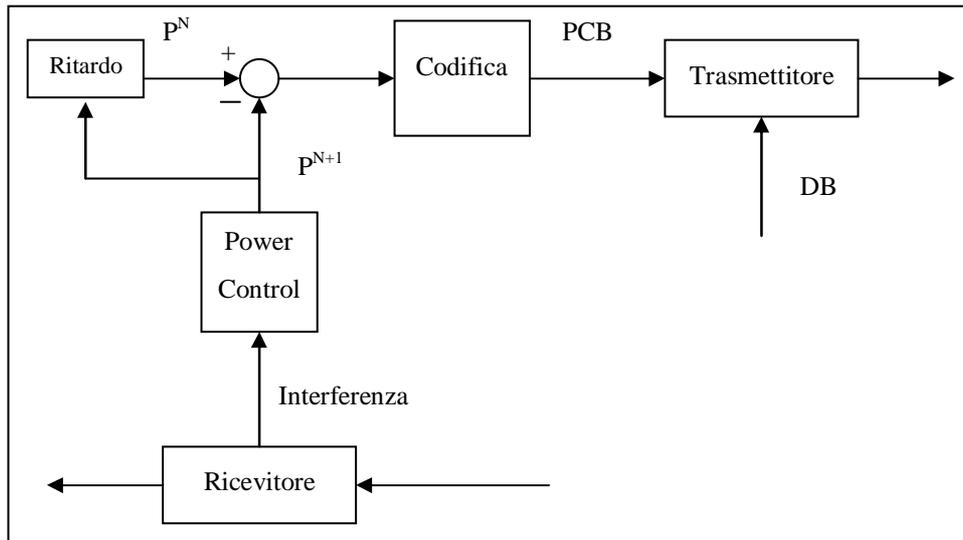


Figura 2.2 Diagramma a blocchi del sistema per il controllo di potenza “a ciclo chiuso”. Lo schema è del tipo *adaptive step size*. PCB: Power Control Bit; DB: Data bit.

I bit PCB sono infine trasmessi con i bit dati (DB) e utilizzati dal ricevitore, come mostrato in figura 2.1. Occorre notare che entrambi gli schemi delle figure 2.1 e 2.2 devono essere presenti presso le singole unità ricetrasmittenti, per come è stata delineata l'architettura distribuita nel presente paragrafo.

IV. Il simulatore ed i risultati

In questo capitolo sono descritte le scelte effettuate nella procedura, scritta in codice MATLAB e nel simulatore impiegato. Sono quindi presentati i risultati ottenuti nel corso di queste simulazioni, specificando quali siano gli *output* ottenibili.

Infine si traggono le conclusioni riguardo all'algoritmo per il controllo della potenza e si indicano quali possano essere i punti per un successivo sviluppo.

IV.1 Modello del sistema

Per prima cosa si è impiegato un modello piuttosto semplice per generare la topologia del sistema. Esso è basato su di una distribuzione uniforme dei ricetrasmittitori presenti sull'area presa in considerazione; si è assunto di dispiegare i terminali su una superficie quadrata di lato L metri. Poiché i link sono presenti fra due soli utenti, essi sono in numero di N_{Link} , con $N_U=2N_{Link}$. La densità di utenti nel sistema può quindi variare agendo su N_U e/o L . Si è anche considerato che i terminali siano fissi durante tutto lo svolgimento della simulazione, trascurando perciò la mobilità.

Inoltre si è ipotizzato che l'instaurazione dei collegamenti avvenga con tempi di inter-arrivo a distribuzione esponenziale negativa, con valore atteso di 180 secondi, così come per le loro durate.

Riprendendo le notazioni introdotte al paragrafo III.2, si è fatto uso del seguente

$$SINR_{i\beta}(t) = \frac{[A_{i\alpha}(t)N_{Si\alpha}(t)m_p]^2 g_{i\alpha\beta}}{\sigma_n^2 + N_{Si\alpha}(t)\sigma_a^2 \sum_{j=1, i \neq j}^{N_l} [A_{j\alpha}^2(t)g_{j\alpha\beta} + A_{j\beta}^2(t)g_{i\beta j}]} \quad (1.1)$$

considerando, quindi, link full-duplex con bit rate $R_S=N_sT_f$ ed un valore di SNR richiesto pari a γ .

Ogni simulazione genera una topologia e si è fatto ricorso alla distribuzione sperimentale del SNR per caratterizzare il comportamento del sistema; per ottenere quest'ultima i risultati ottenuti sono stati mediati su cento simulazioni. Così, una volta fissata l'area di lato L per lo studio, si è fatta variare la densità degli utenti aumentando il numero N_{Link} di link presenti nel sistema. Si è inoltre calcolato il numero di link caduti,

SNR per una medesima topologia.

I risultati ottenuti sono stati ricavati da una distribuzione piuttosto “critica” dei terminali sul territorio (figura 1.1): si è cercato di avvicinare i ricetrasmittitori in modo da indurre un'interferenza piuttosto elevata, sebbene siano presenti solo quattro link. In tale modo, si è potuto evidenziare il comportamento ottenibile dal meccanismo per il controllo di potenza. Difatti per una così bassa densità di terminali i valori di SNR, ottenuti in presenza del controllo, non si discostano dal valore γ nel corso della simulazione. Il link (numero 3) preso in considerazione è quello evidenziato nella figura precedente e di seguito si riportano i rapporti segnale a rumore per i ricevitori α e β , nei primi secondi di simulazione.

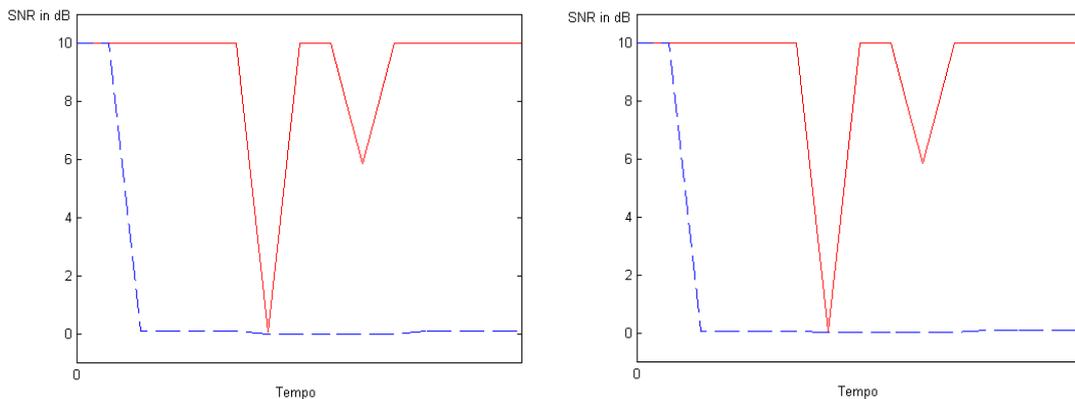


Figura 1.2 Andamento del SNR per i ricevitori α (a sinistra) e β . La linea continua rappresenta il sistema con controllo di potenza.

Il SNR imposto è di 10 dB, con un bit rate di 100 kb/sec, mentre i parametri impiegati nella (1.1) sono riportati nella tabella IV.1. La tabella IV.2 è riservata ai dati utilizzati per la simulazione. L'andamento con linea tratteggiata rappresenta il SNR in assenza del meccanismo per la regolazione della potenza in trasmissione, a differenza di quella continua. In quest'ultimo caso, il SNR non si discosta dal valore $\gamma=10$ dB imposto, per la maggior parte del tempo. Viceversa, la linea tratteggiata

è completamente soggetta alle fluttuazioni dell'interferenza da accesso multiplo rilevata dal ricevitore, dando luogo a valori di SNR troppo bassi.

Tabella IV.1	
Durata del monociclo T_m	0.75 nsec
Durata del frame time T_F	100 nsec
Sfasamento δ	0.156 nsec
m_P^2	$3.05 \cdot 10^{-20}$
σ_A^2	$6.045 \cdot 10^{-23}$

Tabella IV.1 Parametri dell'impulso utilizzato.

Tabella IV.2	
Area	$L = 10$ metri
Densità di potenza N_0	$3.1 \cdot 10^{-21}$ W/Hz
Path loss exponent ζ	4
Frequenza del controllo	10 Hz
Numero utenti	8

Tabella IV.2 Dati di simulazione.

Peraltro quest'ultimo andamento è del tutto teorico, dato che i valori indicati sarebbero più che sufficienti affinché il link fosse abbattuto. Occorre notare che le fluttuazioni del SNR in caso di assenza di controllo possano anche essere di verso opposto, poiché si potrebbe abbassare l'interferenza rispetto al valore registrato al tempo $t=0$ ed ottenere SNR superiori a γ . In questa evenienza si utilizzerebbe una potenza superiore a quella richiesta per ottenere il rapporto segnale a rumore obiettivo, con conseguenze negative sulla durata delle batterie. Prima di esaminare un andamento temporale completo del SNR al variare dell'interferenza ed in presenza del controllo di potenza, si può osservare come le figure 1.2 possano sembrare, a prima vista, identiche. I valori numerici ottenuti sono piuttosto simili, ma non uguali e probabilmente sono dovuti alla contemporanea attività del link 4, che presenta delle distanze da α e β comparabili.

Il paragrafo si chiude con la figura 1.3 che introduce le simulazioni svolte nel paragrafo seguente. L'area in esame ha un lato L di 30 metri e su di essa sono distribuiti 20 link full duplex con bit rate di 100 kb/sec. Il SNR è fissato a 10 dB e si utilizzano i dati tratti dalle tabelle V.1 e V.2. La figura 1.3 rappresenta le variazioni del SNR e dell'interferenza

misurate per un ricevitore. Le frecce indicano le situazioni in cui, al variare del tempo di simulazione, le escursioni dell'interferenza discostano il SNR dal valore obiettivo γ . L'intervento ogni T secondi della procedura per il controllo di potenza "closed loop" permette di ristabilire il corretto rapporto segnale a rumore richiesto. Pertanto tale aggiornamento della potenza in trasmissione avviene con una frequenza di T^{-1} Hz.

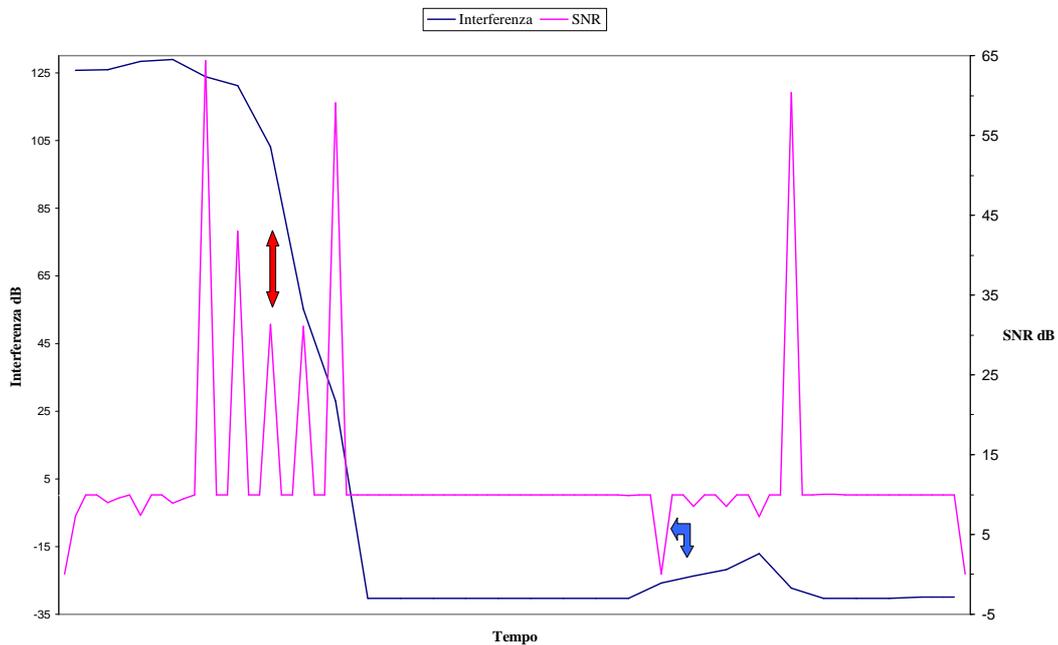


Figura 1.3

Da un'analisi della figura si intuisce come il SNR si mantenga per buona percentuale del tempo intorno al valore imposto di 10 dB.

IV.2 I risultati

Come accennato in precedenza, le prestazioni dell'algoritmo per il controllo di potenza descritto al paragrafo III.2 sono state descritte in termini di distribuzione sperimentale del rapporto segnale a rumore e di percentuale di link caduti, mediando i risultati su cento simulazioni. Così facendo, è stato possibile confrontare sistemi diversi per densità di terminali, per bit rate impiegato e SNR richiesto. Lo studio è stato effettuato su un'area di lato 30 metri e quindi caratterizzando il sistema al crescere del numero di utenti presenti nella superficie in questione. Non si è considerata la mobilità, ipotizzando pertanto che i ricetrasmittitori mantengano la propria posizione per tutta la durata della simulazione. In base a queste ipotesi, i dati sono gli stessi elencati nelle tabelle IV.1 e IV.2 del precedente paragrafo.

I primi risultati sono stati ottenuti con 15 link full-duplex, un bit rate di 100 kb/sec ed un valore di γ pari a 10 dB. La Figura 2.1 mostra la distribuzione sperimentale ottenuta per questo contesto. I valori di SNR sono riportati in ascissa e si mantengono centrati intorno a γ ; dall'analisi dei valori numerici, è risultato che per l'ottanta per cento del tempo il rapporto segnale a rumore è compreso fra 9 e 11 dB. La percentuale di link abbattuti è del 2,3% come rappresentato in Figura 2.6, inserita alla fine del presente paragrafo.

Nella Figura 2.2 sono riportati i risultati del SNR per un numero crescente di link: sebbene i link sono ora 20, i valori della distribuzione sono gli stessi del sistema precedente (80% nell'intervallo 9-11 dB). Tuttavia si nota come i valori misurati tendano a coprire un intervallo superiore al precedente. Questo diverso comportamento è evidenziato in misura migliore dalla percentuale di link caduti che si attesta intorno al

6% (Figura 2.6). Incrementando ulteriormente la densità di utenti sulla

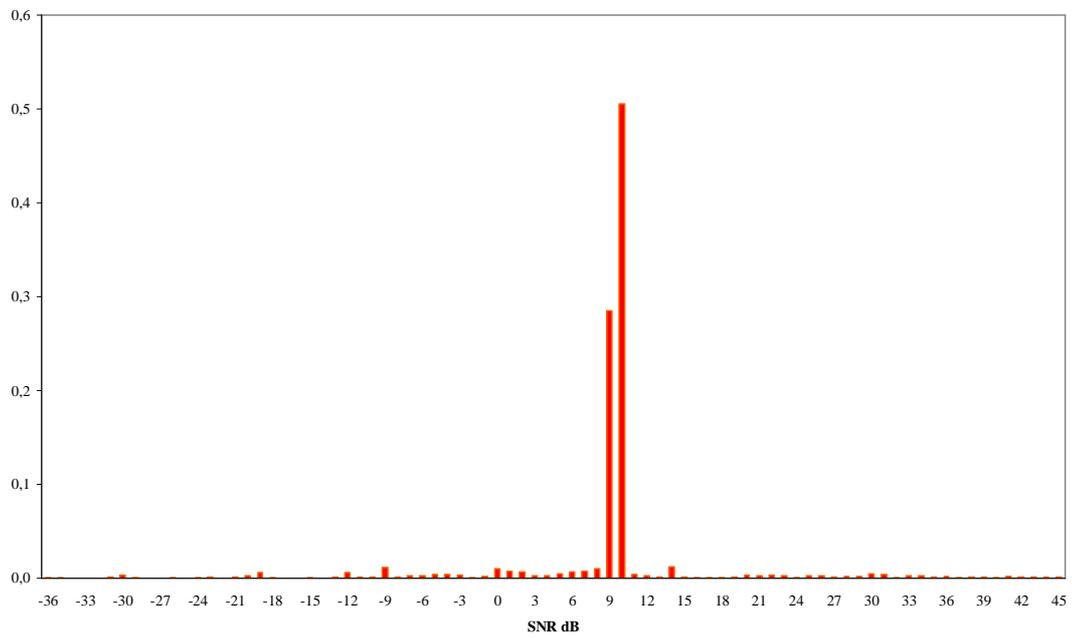


Figura 2.1 Distribuzione del SNR. $N_{\text{Link}}=15$, 100 kb/s e $\gamma =10$ dB.

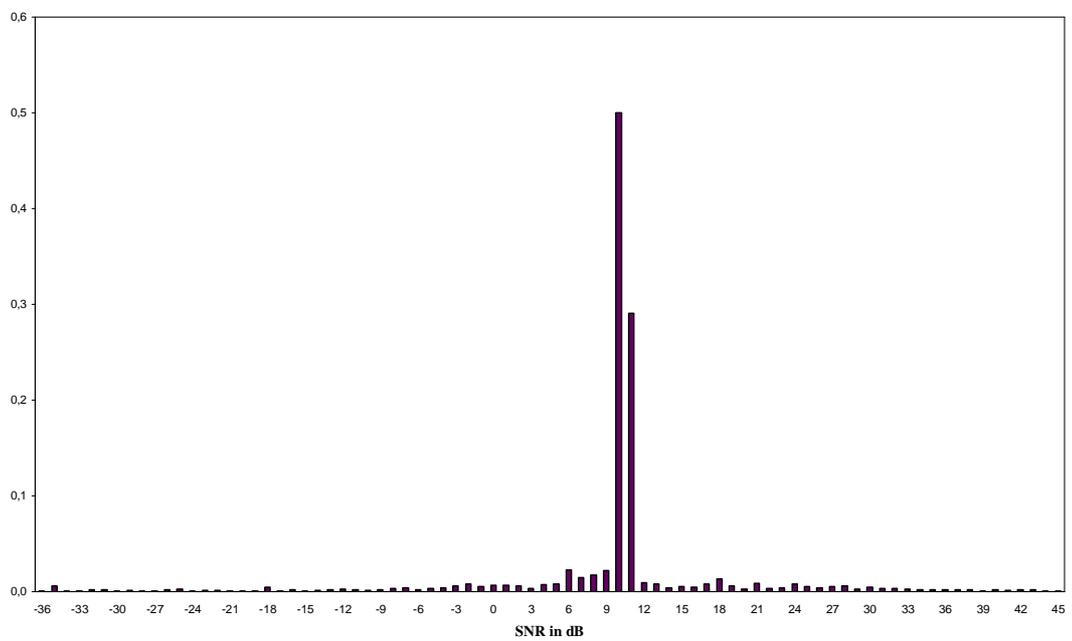


Figura 2.2 Distribuzione del SNR. $N_{\text{Link}}=20$, 100 kb/s e $\gamma =10$ dB.

superficie, si ottiene una distribuzione che tende in modo evidente ad una più uniforme: i risultati ottenuti con 25 link (Figura 2.3) ne sono una chiara dimostrazione. Sebbene il grafico risulti centrato, come i precedenti, intorno al valore di 10 dB richiesto, occorre estendere l'intervallo da -20 a 30 dB per ottenere una percentuale di tempo pari all'ottanta per cento.

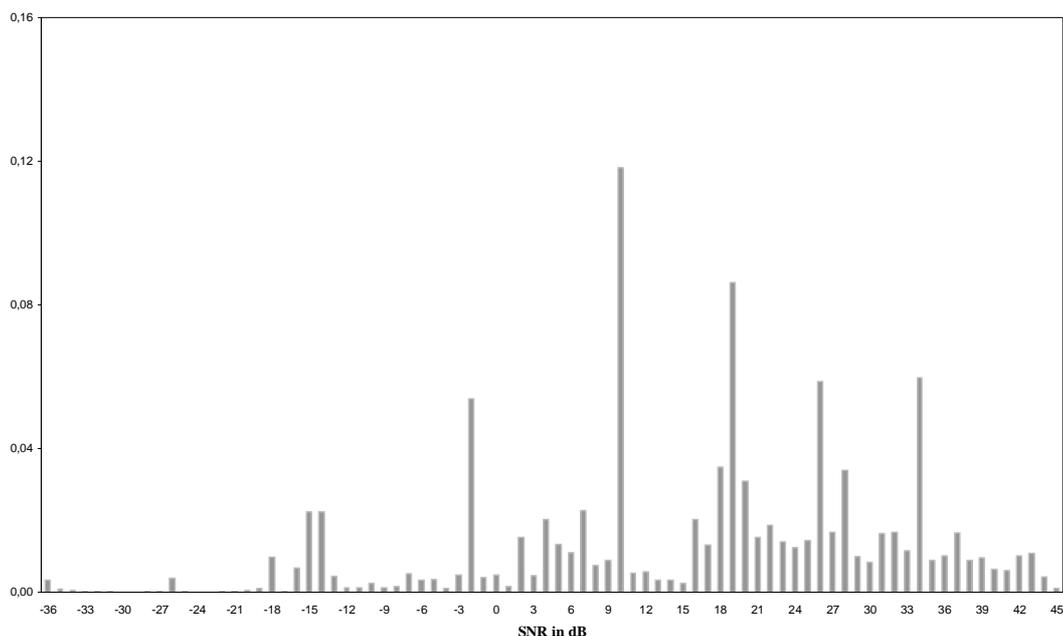


Figura 2.3 Distribuzione SNR. $N_{\text{Link}}=25$, 100 kb/s e $\gamma = 10$ dB.

Anche l'analisi del numero di link caduti indica come l'interferenza da accesso multiplo, generata per questa densità di utenti, cominci ad essere piuttosto elevata.

Impiegando ora la densità di 20 link full-duplex sull'area fin qui impiegata di 30 metri di lato, si sono ricavati i due seguenti sistemi: da una parte si è elevato il bit rate ad 1 Mb/sec mantenendo γ a 10 dB, mentre dall'altra si è imposto un valore di SNR pari a 12 dB, con 100 kb/sec. Per il primo sistema si riporta nella figura seguente la

distribuzione ottenuta: i valori misurati si attestano su un intervallo ben più ampio di quello riportato. Per uniformità con i grafici precedenti si è ritenuto di mantenere inalterata la scala in ascisse relativa al SNR, consentendo perciò un facile confronto con i sistemi descritti in precedenza.

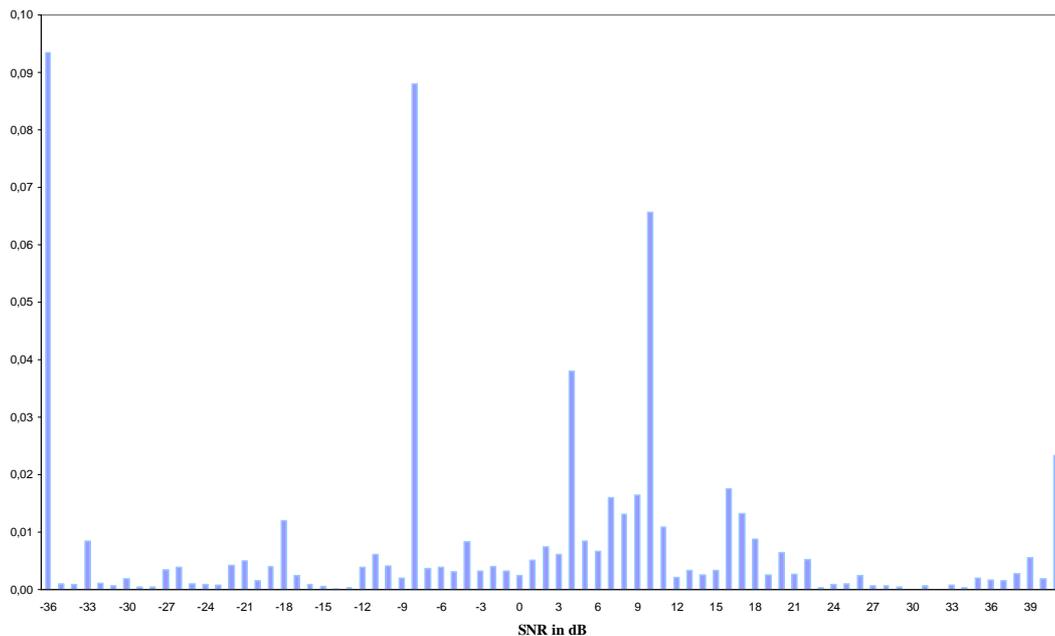


Figura 2.4 Distribuzione del SNR. $N_{\text{Link}}=20$, 1 Mb/s e $\gamma = 10$ dB.

E' quindi facilmente rilevabile la forte variabilità del SNR confrontando la figura precedente con la Figura 2.2 relativa ad un bit rate di 100 kb/sec. In questo caso, inoltre, la distribuzione non si attesta più intorno al valore di 10 dB, determinando una percentuale di link caduti del 25% circa.

Impiegando un valore di $\gamma = 12$ dB, con bit rate 100 kb/sec, si ha la distribuzione di Figura 2.5, con una percentuale di link abbattuti che supera la soglia del 7%, rispetto al 6% ottenuto nel caso di $\gamma = 10$ dB.

Finalmente la Figura 2.6 presenta le percentuali di link caduti per i sistemi fino a qui presi in esame; infatti la potenza di ciascun

trasmettitore è limitata ed una volta richiesto tale valore il collegamento

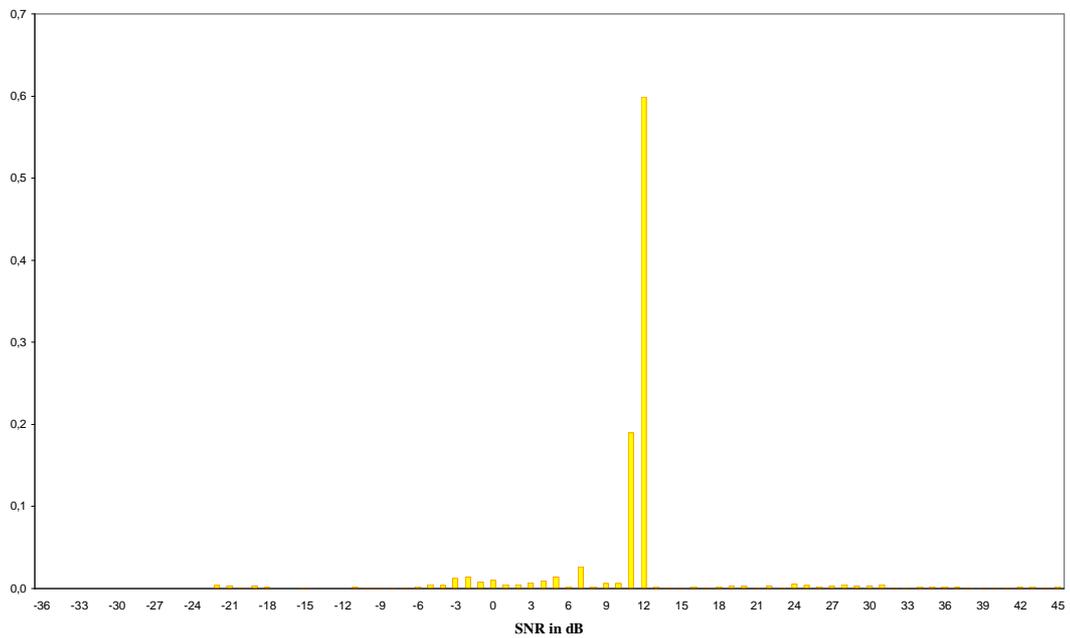


Figura 2.5 Distribuzione del SNR. $N_{\text{Link}}=20$, 100 kb/s e $\gamma = 12$ dB.

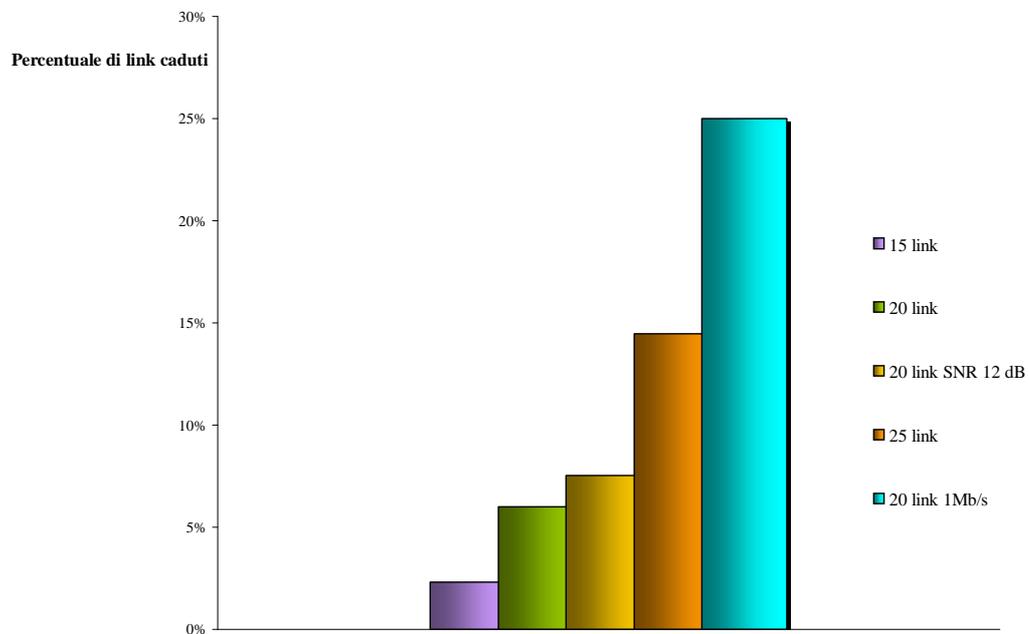


Figura 2.6 Percentuale di link caduti.

cade se il SNR non si riporta al valore γ . La figura mostra chiaramente come le prestazioni dell'algoritmo per il controllo di potenza impiegato siano funzione della densità degli utenti per metro quadro, del bit rate impiegato e del rapporto segnale a rumore richiesto. Difatti, a parità di altri fattori quali ad esempio la topologia, la potenza necessaria in trasmissione è una funzione crescente del bit rate impiegato e del rapporto segnale a rumore richiesto.

Tale insieme di risultati sono quindi fondamentali per incrementare le prestazioni del controllo di potenza utilizzato: come accennato al paragrafo III.2 è bene adottare il controllo in trasmissione “open loop” che permette di variare l'ampiezza degli impulsi in base al bit rate impiegato. In questo contesto non si è fatto ricorso a tale algoritmo, dato che in letteratura [14] è stato già analizzato: si è pertanto preferito considerare trasmissioni con bit rate costante (CBR), per portare al limite la procedura realizzata.

IV.3 Conclusioni sul controllo di potenza

La principale motivazione per l'uso di un controllo di potenza in un sistema distribuito è certamente il miglioramento ottenibile in termini di accesso multiplo. I risultati ottenuti precedentemente sono in accordo con l'analisi svolta al paragrafo II.1, dove si è evidenziato come le prestazioni per l'accesso multiplo sono funzione del SNR richiesto, del bit rate impiegato e dell'interferenza presente nell'intero sistema.

Se si volessero incrementare le prestazioni per tale algoritmo, sarebbe necessario fare ricorso ad opportuni codici, come accennato al paragrafo I.4. Questi codici dovrebbero avere caratteristiche di buona ortogonalità in tempo, permettendo quindi di contenere il più possibile l'interferenza da accesso multiplo. Purtroppo sarebbe auspicabile conoscere lo sfasamento temporale tra i diversi codici impiegati. Questa considerazione può peraltro essere portata all'estremo sostenendo che un accesso a divisione di tempo, come quello descritto in II.2, consente di evitare l'uso del controllo di potenza, almeno nell'ottica di incrementare la capacità del sistema [26].

Tuttavia si potrebbe agire sui codici anche in un sistema completamente asincrono, considerando che tutti i ricetrasmittitori utilizzano la stessa famiglia di codici, caratterizzata dal rapporto esistente fra T_c e T_f . Se nel cluster in questione un ricevitore misura un incremento dell'interferenza superiore ad un valore di soglia σ , potrebbe richiedere l'impiego di un codice appartenente ad una famiglia diversa (ad esempio, caratterizzato da un tempo di chip tale che $t_c \neq T_c$) da quella precedentemente utilizzata. Chiaramente se tutti i ricevitori facessero una simile richiesta si ritornerebbe ad un cluster con codici della medesima categoria, non

ottenendo il miglioramento sperato. Se questo codice riuscisse ad abbassare le collisioni fra impulsi e quindi l'interferenza prodotta, la procedura di controllo richiederebbe una potenza minore in trasmissione, generando a sua volta un'interferenza più contenuta verso tutti gli altri ricevitori appartenenti al cluster e così via. In questo modo, il ricevitore che per primo superasse la soglia d'interferenza e che quindi avrebbe bisogno della maggiore potenza ricevuta, si troverebbe certamente in una situazione privilegiata rispetto a tutti gli altri ricevitori, consentendo però a questi ultimi un miglioramento del proprio SNR, a parità di potenza trasmessa.

Difatti il comportamento evidenziato in precedenza rappresenta la maggiore limitazione all'incremento della capacità del sistema, considerando il fatto che le regolazioni di potenza avvengono in maniera completamente indipendente, trattandosi di un sistema privo di un controllore centralizzato.

Infine, l'uso del controllo di potenza open loop delineato al paragrafo III.2 e relativo alla presenza di sorgenti VBR consente di migliorare ulteriormente la capacità del sistema, a parità di bit rate di picco considerato [14].

Per concludere si è anche evidenziato il comportamento della tecnica di decisione HD (paragrafo I.5) che permette, in condizioni di forte interferenza locale [8], di mantenere delle prestazioni superiori al caso SD. Dalle simulazioni svolte è risultato che proprio il contributo di un trasmettitore vicino dovuto, ad esempio ad un'elevata densità di unità radio (Figura 2.3), degrada fortemente il rapporto segnale a rumore misurato. Quindi anche l'impiego di una tecnica di decisione quale la HD, o comunque di entrambe le tecniche strutturate in modo opportuno a seconda del contributo d'interferenza presente presso il ricevitore, può

venire in aiuto per ottimizzare la potenza in ricezione. Un abbassamento di quest'ultima, a parità di condizioni, può infatti incrementare le prestazioni della procedura per il controllo di potenza, consentendo un miglioramento dell'accesso multiplo.

V. Conclusioni

Si è analizzato il diverso approccio nell'accesso multiplo TH/CDMA e TDMA nei sistemi Ultra Wide Band. Se il primo consente l'accesso ad un numero di utenti superiore rispetto a quello a divisione di tempo, quest'ultimo ha bisogno di valori di potenze inferiori in ricezione. Difatti il TDMA con codici ortogonali non presenta il contributo di interferenza da accesso multiplo che caratterizza i sistemi CDMA. Se da un lato (TDMA) è quindi strettamente necessaria la presenza di un sincronismo ed il numero massimo di utenti è vincolato dal valore del duty cycle o comunque dall'uso di opportune classi di codici, dall'altro (TH/CDMA) si rende imprescindibile la presenza di un controllo di potenza, al fine di incrementare il massimo numero di utenti. Sebbene non si sia presa in considerazione la mobilità, è inoltre evidente come questa rappresenti un'ulteriore motivazione per l'uso di un siffatto controllo.

Inoltre il TDMA presenta un numero massimo di utenti per slot che è comparabile con il TH/CDMA solo per bit rate superiori al Megabit/secondo, avendo tuttavia trascurato la necessaria presenza di opportuni tempi di guardia: proprio tali tempi possono rappresentare la maggiore limitazione per tale sistema, dato che l'Ultra Wide Band ha forse nella sincronizzazione il principale difetto.

I dati ottenuti dalle simulazioni confermano i risultati analitici esposti e presenti in letteratura, per ciò che concerne il numero di utenti.

L'accesso asincrono è, infatti, funzione del numero di utenti contemporaneamente attivi, del bit rate da essi impiegato e dalle prestazioni, in termini di rapporto segnale a rumore, richieste.

Occorre pertanto prevedere dei meccanismi che consentano un ulteriore incremento della capacità del sistema TH/CDMA, come ad esempio quelli accennati nel corso del paragrafo IV.3 e riguardanti l'impiego di codici opportuni o di tecniche di decisione differenti (ad esempio la Hard Decision Detection) che possano contrastare efficacemente gli incrementi dell'interferenza da accesso multiplo.

Appendice A

Codici ortogonali “ con cancellazione ”

Le prime due costruzioni di codici con cancellazione sono piuttosto intuitive e pertanto vengono descritte con dei semplici esempi, che sono stati utilizzati al paragrafo per la realizzazione del confronto fra gli schemi di accesso multiplo. La terza ed ultima realizzazione è più complessa: è fornita una breve descrizione dell'algoritmo utilizzato ed un semplice esempio. L'appendice seguente contiene le procedure Matlab utilizzate per il calcolo dei codici.

Costruzione 1

Con le notazioni introdotte al paragrafo II.2, si è posto $H=2$ e $N_S=3$. Utilizzando due caratteri del codice, per esempio 0 e 1, si costruiscono le seguenti parole, che presentano due hit ognuna:

cod. 1	0	0	0
cod. 2	0	1	1
cod. 3	1	1	0

- Matrice delle parole di codice utilizzata al primo passo dell'algoritmo.

In tal modo, con due caratteri si ottengono 3 parole. Le successive 3 parole di codice sono costruite a partire dalla 'matrice' precedente, sommando ad ogni elemento 2. Il procedimento ha termine quando la 'matrice' ottenuta con la somma precedente ha un elemento maggiore o uguale ad N_h-1 . Il numero di parole di codice (2.6), cap. II, è quindi $N_h + \lfloor N_h/2 \rfloor$.

Nel confronto si è utilizzato $N_P = 3$ ed $N_S = 9$, oltre che $N_h = 110$; perciò una parola di codice è costituita, per es., dal codice 2 della matrice precedente, ripetuto tre volte [011-011-011]. In realtà il codice utilizzato è [bb1-bb1-bb1] nel quale **b** indica il carattere blank, come descritto nel paragrafo II.2.

Costruzione 2

Utilizzando il ragionamento seguito nella costruzione 1, si è posto $2 \leq H \leq 3$ e $N_S=5$, ottenendo per esempio la seguente matrice delle parole di codice:

							Hit
cod. 1	0	0	0	0	0	0	3
cod. 2	0	0	1	1	1	1	3
cod. 3	1	1	1	2	2	2	2
cod. 4	2	2	2	0	2	2	2

- Matrice delle parole di codice utilizzata al primo passo dell'algoritmo.

In tal modo, con tre caratteri si ottengono 4 parole. Le successive 4 parole di codice sono ricavate a partire dalla 'matrice' precedente, sommando ad ogni elemento 3. Il procedimento ha termine quando la 'matrice' ottenuta con la somma precedente ha un elemento maggiore o uguale ad $N_h - 1$. Il numero di parole di codice (2.6), cap. II, è quindi $N_h + \lfloor N_h / 3 \rfloor$.

Al paragrafo si è utilizzato $N_p = 5$ ed $N_s = 10$, oltre che $N_h = 110$; perciò una parola di codice è costituita, per es., dal codice 3 della matrice precedente, ripetuto due volte [11122-11122].

Costruzione 3

Questo algoritmo produce dei codici per i quali, a differenza dei precedenti, è possibile impostare il rapporto hit/numero di impulsi per bit. Può quindi produrre codici per valori di $H(N_s)^{-1}$ diversi da 0.6. Il procedimento è laborioso, ma anche in questo caso inizia sempre da una matrice di parole di codice opportunamente costruita a partire da un'unica parola.

Ad esempio, per $N_s = 3$, $H = 2$ e $N_H = 5$, si prenda la parola [0,0,0], come primo codice c1. Si costruisca la successiva parola di codice c2 in questo modo:

[0,1,2,..., $N_s - 1$]

Per l'esempio in questione si ottiene $c2 = [0,1,2]$.

I codici successivi sono ottenuti a partire da c2, sommando 1 ad ogni cifra. Se la cifra così ottenuta è maggiore di $N_H - 1$, viene ad essere sostituita dal resto della divisione per N_H . Questa realizzazione fa scorrere le cifre di codice da destra verso sinistra, ciclicamente.

Il primo passo dell'algoritmo ha termine quando la prima parola c1 presenta H collisioni.

La matrice seguente è relativa al caso analizzato:

	Hit			
c1	0	0	0	2
c2	0	1	2	1
c3	1	2	3	0
c4	2	3	4	0
c5	3	4	0	1

- Matrice delle parole di codice utilizzata al primo passo dell'algoritmo.

Il secondo passo dell'algoritmo consiste nella vera e propria costruzione dei codici. Finché è possibile continuare con lo scorrimento a sinistra dei caratteri del codice, si utilizzano tali cifre per riempire i chip della matrice: per es. c6 potrebbe essere costituita, nel primo chip, da 4.

I chip successivi sono determinati utilizzando le cifre di codice di parole con $H < 2$ oppure con cifre non ancora utilizzate nel chip in esame.

L'algoritmo ha termine in uno dei seguenti casi:

- Tutte le parole hanno un numero di hit pari ad H
- Ci sono ancora parole con un numero inferiore di hit, ma non è possibile completare la parola: non ci sono più cifre libere.

Ritornando all'esempio, c6 avrebbe nel secondo chip 1 (hit con c2) e 3 nel terzo (hit con c3).

				Hit
c1	0	0	0	2
c2	0	1	2	2
c3	1	2	3	2
c4	2	3	4	1
c5	3	4	0	1
c6	4	1	3	2
c7	1	3	1	2

Ogni qualvolta si completa una riga della matrice dei codici, occorre aggiornare opportunamente il numero di hit per codice.

Il successivo c7 non può presentare nel primo chip un carattere di scorrimento. Occorre quindi completarlo con una serie di hit: nel primo chip con c3, nel secondo con c4 e si completa la parola con la cifra 1, unico carattere libero disponibile nel terzo chip. In questo caso l'algoritmo finisce poiché non c'è più nessuna cifra libera per i tre chip, sebbene c4 e c5 presentino ancora un solo hit.

Per l'esempio in questione si sono ottenuti 7 codici, invece dei 5 nel caso ortogonale, che potrebbero essere ad esempio i seguenti:

				Hit
c1	0	2	1	-
c2	3	1	2	-
c3	1	3	3	-
c4	2	0	0	-
c5	4	4	4	-

Appendice B

Procedura per il calcolo dei codici

```
function [cod_blank]=cod_blank(Ns,Nh,H)
    %Procedura che calcola la matrice di codici
    %con cancellazione. Il numero di righe (variabile globale codici)
    %della matrice, rappresenta il numero di codici ottenuti.
    %Si possono impostare:
    %      Ns      *Il numero di impulsi per bit
    %      Nh      *Il numero di caratteri
    %      H       *Il numero di hit
global codici
A=Cicla_matrice(Ns,Nh,H);
index=Nh-Ns+H+1;
c=find(A(index,:)==Nh)-1;
for h=1:c
    vetta(h)=A(index,h+1);
end
vettapp=vetta;
for h=1:c
    A=[A;vettapp,zeros(1,Ns-length(vettapp))];
    app=find(vetta>vetta(h));
    vettapp=vetta(app);
end
controllo=1;
totale=index+c;
finito=0;
i=index+1;
precedente=0;
while i<=totale
    j=1;
    r=prodotto(A);
    while j<=Ns
        elemento=find(A(i,:)==0);
        conta=find(r(i)>=H);
        if ~isempty(elemento) & controllo==1 & isempty(conta) &
finito==0
            seq=elemento(1);
            vuoto=find(r<H);
            if ~isempty(vuoto)& finito==0
                q=vuoto(1);
                A(i,seq)=A(q,seq);
                if precedente==seq
                    finito=1;
                    j=Ns+1;
                    i=totale+1;
                else
                    precedente=seq;
                    j=seq+1;
                    r(q)=r(q)+1;
                    r(i)=r(i)+1;
                end
            end
        else
            if finito==0
                lung=length(A(:,Ns));
                global b
```

```

        b=trovalibero(A,j,Nh,lung);
        if b==0
            controllo=0;
        end
        A(i,j)=b;
    end
    j=j+1;
end
end
i=i+1;
clear r;
end
j=1;
i=totale+1;
if finito==1
    lung=length(A(:,Ns));
    r=prodotto(A);
    acca=length(find(r==H));
    zer0=length(find(r==0));
    tot=acca+zer0;
    if tot<lung
        trovato=trovati(A,Ns,Nh,lung);
        if trovato>=Ns-H
            finito=0;
        end
    end
    clear r;
end
if finito==0
    b=1;
    while b~=0
        r=[prodotto(A),0];
        while b~=0 & j<=Ns
            vuoto=find(r<H);
            if j==1
                conta=1;
            else
                conta=find(r(i)<H);
            end
            if ~isempty(vuoto)& ~isempty(conta)& vuoto(1)<i
                s=vuoto(1);
                A(i,j)=A(s,j);
                r(s)=r(s)+1;
                r(i)=r(i)+1;
            else
                lung=length(A(:,Ns));
                b=trovalibero(A,j,Nh,lung);
                A(i,j)=b;
            end
            j=j+1;
        end
        j=1;
        i=i+1;
    end
    clear r;
    i=i-1;
    lung=length(A(:,Ns));
    global colonnatr;
    global w;
    colonnatr=zeros(1,Ns);
    w=zeros(1,Ns);
end

```

```

trovato=trovati(A,Ns,Nh,lung);
D=prodotto(A);
q=find(D<H);
s=length(q);
s=s*H;
x= sum(D(q));
y=s-x;
clear D;
if y>=H & trovato>=Ns-H
    j=1;
    v=1;
    while trovato>=Ns-H & v~=0
        r=[prodotto(A),0];
        while j<=Ns
            if colonnatr(j)~=0
                A(i,j)=trovalibero(A,j,Nh,lung);
            else
                vuoto=find(r<H);
                if ~isempty(vuoto)& vuoto(1)<i
                    s=vuoto(1);
                    A(i,j)=A(s,j);
                    r(s)=r(s)+1;
                    r(i)=r(i)+1;
                else
                    A(i,j)=0;
                    v=0;
                end
            end
            j=j+1;
        end
        j=1;
        global colonnatr;
        global w;
        colonnatr=zeros(1,Ns);
        w=zeros(1,Ns);
        lung=length(A(:,Ns));
        trovato=trovati(A,Ns,Nh,lung);
        i=i+1;
    end
    clear r;
end
[riga,colonna]=find(A<1);
if ~isempty(riga)
    rigavuota=min(riga);
    A=[A(1:rigavuota-1,:)];
end
Vettore_dei_prodotti=prodotto(A);
cod_blank=A-1;
codici=length(Vettore_dei_prodotti);
clear global colonnatr;
clear global w;
else
    [riga,colonna]=find(A<1);
    if ~isempty(riga)
        rigavuota=min(riga);
        A=[A(1:rigavuota-1,:)];
    end
    cod_blank=A-1;
    Vettore_dei_prodotti=prodotto(A);
    codici=length(Vettore_dei_prodotti)
end
end

```

```

%Funzioni utilizzate nella procedura "cod_blank".

function [Cicla_matrice]=Cicla_matrice(Ns,Nh,H);
    %Funzione che calcola la matrice di partenza.
    %Sono i codici che si ottengono al primo passo
    %dell'algoritmo e determinati mediante
    %scorrimento a sinistra.
unita=ones(1,Ns);
A=unita;
CnH=(1:Nh);
CnH=[CnH,CnH,CnH];
index=Nh-Ns+H+1;
for i=2:index
    for j=2:Ns+1
        C(i-1,j-1)=CnH(j+i-3);
    end
end
A=[A;C(i-1,:)];
end
integrale=A;

function [prodotto]=prodotto(A);
    %Funzione che calcola il numero di HIT
    %fra le varie parole di codice
    %della matrice A; una parola ortogonale a tutte le altre
    %presenta uno zero.
fine=length(A(:,1));
lunghi=length(A(1,:));
for i=1:fine
    contr(i)=0;
    appoggio=zeros(lunghi,lunghi);
    for j=1:fine
        if i~=j
            cod1=A(i,:);
            cod2=A(j,:);
            aux=0;
            for k=1:lunghi
                if cod1(k)==cod2(k) & isempty(find(appoggio(k,:))) &
cod1(k)~=0
                    aux=aux+1;
                    appoggio(k,j)=k;
                end
            end
            contr(i)=contr(i)+aux;
        end
        aux=0;
    end
end
prodotto=contr;

```

```

function trovalibero=trovalibero(A,Ns,Nh,ultimariga);
    %Funzione che calcola l'elemento di una colonna non ancora
    %utilizzato. Se questo non esiste restituisce zero.
    %Dato un chip (colonna di A) trova un carattere libero.
C=A(:,Ns).';
CnH=(1:Nh);
for i=1:ultimariga
    b=C(i);
    if b>0
        CnH(b)=0;
    end
end
d=find(CnH);
l=length(d);
if isempty(d)
    a=0;
else
    a=d(1);
end
trovalibero=a;

function trovati=trovati(A,Ns,Nh,lung);
    %Funzione che calcola il numero di elementi di una matrice
    %liberi:
    %la funzione "trovalibero" li calcola colonna per colonna(chip)
    %Qui li sommo per il numero di colonne della matrice.
    %Trova il numero di caratteri ancora liberi
    %per completare una parola di codice.
global colonnatr;
global w;
t=0;
for j=1:Ns-2
    w(j+2)=trovalibero(A,j+2,Nh,lung);
    if w(j+2)~=0
        t=t+1;
        colonnatr(j+2)=j+2;
    end
end
trovati=t;

```

Bibliografia

- [1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 4, pp. 679-691, Apr. 2000.
- [2] R. A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," presented at the *IEEE MILCOM '93*, Boston, MA, pp. 1-8, Oct. 11-14, 1993.
- [3] R. A. Scholtz, R. Weaver, E. Homier, J. Lee, P. Hilmes, A. Taha, and R. Wilson, "UWB radio deployment challenges," *Personal Indoor Mobile Radio Conference, PIMRC 2000*, vol. 1, pp. 620-625, 2000.
- [4] A. K. Elhakeem, R. Di Girolamo, I. B. Bdira and M. Talla, "Delay and Throughput Characteristics of TH, CDMA, TDMA, and Hybrid Networks for Multipath Faded Data Transmission Channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, no. 4, pp. 622-637, May 1994.
- [5] NTIA Report 01-45 "Assessment of Compatibility between Ultrawideband (UWB) Systems and Global Positioning Systems (GPS) Receivers " http://www.ntia.doc.gov/osmhome/reports/UwbGps/NTIASP_01_45.pdf
- [6] A. Petroff and P. Withington, "Time Modulated Ultra-Wideband (TM-UWB™) Overview," PulsON® <http://www.time-domain.com/Files/downloads/techpapers/PulsONoverview.pdf>
- [7] FCC 00-163 "In the matter of revision of Part 15 of the commission's rules regarding Ultra-Wideband transmission systems," http://hraunfoss.fcc.gov:8835/edocs_public/attachmatch/FCC-00-163A1.pdf
- [8] G.D. Weeks, J.K. Townsend, J.A. Freebersyser, "Performance of hard decision detection for impulse radio," *Military Communications Conference Proceedings, 1999. MILCOM 1999. IEEE*, vol. 2, pp. 1201 -1206, 1999
- [9] R. A. Scholtz and M. Z. Win, "Impulse Radio," *Personal Indoor Mobile Radio Conference, Helsinki, Sept. 1997*, Printed in *Wireless Communications: TDMA vs. CDMA*, S. G. Glisic and P. A. Leppanen, Kluwer Acad. Publishers, 1997, pp. 245-267
- [10] M. Z. Win, "Spectral Density of Random Time-Hopping Spread-Spectrum UWB Signals with Uniform Timing Jitter," *Military Communications Conference Proceedings, 1999. MILCOM 1999. IEEE*, vol. 2, pp. 1196 -1200

-
- [11] S. S. Kolenchery, J. K. Townsend and J. A. Freebersyser, "A novel impulse radio network for tactical military wireless communications," *Military Communications Conference, 1998. MILCOM 98. Proceedings., IEEE*, vol. 1, pp. 59-65, 1998
- [12] "The Temporal and Spectral Characteristics of Ultrawideband Signals," William A. Kissick, editor, NTIA Report 01-383, January 2001 <http://www.its.bldrdoc.gov/pub/ntia-rpt/01-383/>
- [13] C. C. Lee and R. Steele, "Closed-loop power control in CDMA systems," *IEEE Proc. Commun.*, vol. 143, no. 4, pp. 231-239, Aug. 1996
- [14] S. S. Kolenchery, J. K. Townsend and J. A. Freebersyser, "Performance of local power control in peer-to-peer impulse radio networks with bursty traffic," *Proc. IEEE Global Telecomm. Conf.*, Nov. 1997, vol 2, pp 910-916, Phoenix, AZ.
- [15] M. L. Sim, E. Gunawan, C. B. Soh and B. H. Soong, "Study on the Characteristics of Predictive Closed-loop Power Control Algorithms," *IEEE Univ. Personal Commun. Conf.*, vol.2, pp. 981-985, 1998
- [16] G. J. Foschini and Z. Miljanic, "A Simple Distributed Autonomous Power Control Algorithm and its Convergence," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, no. 4, pp. 641-646, Nov. 1993
- [17] W. C. Y. Lee "Overview of Cellular CDMA," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, no. 2, pp. 291-302, May 1991
- [18] T. H. Lee and J. C. Lin, "A Fully Distributed Power Control Algorithm for Cellular Mobile Systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 4, pp. 692-697, May 1996
- [19] J. C. Haartsen, "The Bluetooth radio system," *IEEE Personal Commun.*, pp. 28-36, Feb. 2000.
- [20] T. W. Barrett, "History of UltraWideBand (UWB) radar & communications: pioneers and innovators," Progress in Electromagnetics Symposium 2000, Cambridge, MA, July, 2000.
- [21] C. R. Lin and M. Gerla, "Adaptive clustering for mobile wireless networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 15, no. 7, pp. 1265-1275, Sept. 1997.
- [22] R. Prasad and T. Ojanperä, "An Overview of CDMA Evolution toward Wideband CDMA," *IEEE Communications Surveys*, Fourth Quarter 1998, vol. 1, no. 1, <http://www.comsoc.org/pubs/surveys/4q98issue/pdf/Prasad.pdf>

-
- [23] C. R. Lin and J. S. Liu, "QOS Routing in Ad Hoc Wireless Networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no.8, pp. 1426-1438, August 1999
- [24] Robert J. Fontana, "Experimental Results from an Ultra Wideband Precision Geolocation System," Pat. num. 6002708
<http://www.multispectral.com/pdf/GeoVGs.pdf>
- [25] J. Grönkvist, "Assignment Methods for Spatial Reuse TDMA," *Mobi Hoc 2000*, pp. 119-124.
- [26] J. M. Rulnick and N. Bambos, "Power Control and Time Division: The CDMA versus TDMA Question," *Proc. IEEE Infocom 97*, vol. 2, pp. 634-641, 1997.

Acronimi utilizzati

-	AWGN	Additive white gaussian noise
-	BER	Bit error rate
-	BS	Base station
-	CBR	Constant Bit Rate
-	CDMA	Code Division Multiple Access
-	DL	Downlink
-	DS	Direct sequence
-	FH	Frequency hopping
-	GPS	Global Positioning System
-	GSM	Global System for Mobile Communications
-	HD	Hard decision detection
-	IR	Impulse radio
-	LAN	Local area network
-	MS	Mobile station
-	PPM	Pulse position modulation
-	PRF	Pulse repetition frequency
-	SD	Soft decision detection
-	SH	Sample and hold
-	SINR	Signal to interference and noise ratio
-	SIR	Signal to interference ratio
-	SNR	Signal to noise ratio
-	SS	Spread spectrum
-	TDMA	Time Division Multiple Access
-	TH	Time hopping
-	VBR	Variable Bit rate
-	UL	Uplink
-	UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
-	UWB	Ultra Wide Band
-	W-LAN	Wireless Local area network
-	WAN	Wide area network

Indice

Introduzione	1
I. Il sistema radio UWB.....	5
I.1 Il segnale Ultra Wide Band.....	7
I.2 Caratteristica spettrale UWB	13
I.3 Schema e prestazioni del ricevitore	21
I.4 Accesso multiplo UWB.....	29
I.5 Hard detection.....	35
II. Accesso multiplo nel sistema radio UWB	39
II.1 Accesso TH/CDMA	40
II.2 Accesso TDMA/CDMA.....	45
II.3 Hard detection nel TDMA/CDMA	50
II.4 Confronto fra gli schemi esaminati	54
III. Il controllo di potenza nei sistemi CDMA	59
III.1 Il controllo di potenza	60
III.2 La procedura per il controllo di potenza.....	66
IV. Il simulatore ed i risultati	73
IV.1 Modello del sistema.....	74
IV.2 I risultati.....	79
IV.3 Conclusioni sul controllo di potenza.....	85
V. Conclusioni.....	88

Indice

Appendice A	90
Appendice B.....	93
Bibliografia.....	98
Acronimi utilizzati.....	101
Indice	102