

**Università degli Studi di Roma
“La Sapienza”
Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica**



**Sviluppo di un protocollo multi-hop
per una rete basata su tecnologia UWB**

RELATORE: *Prof. Maria Gabriella Di Benedetto*

INSEGNAMENTO: *Comunicazioni elettriche*

Tesi di Laurea di *Oscar Marocchini*

Anno Accademico 2000/2001

INDICE

INTRODUZIONE	I
Capitolo 1	
DESCRIZIONE DELLA TECNICA TRASMISSIVA UWB	Pag.1
1.1 Caratteristiche generali	Pag.1
1.2 Il time-hopping nell'UWB	Pag.3
1.3 Il segnale UWB al ricevitore	Pag.7
1.4 Il SNR nella trasmissione UWB	Pag.13
Capitolo 2	
IL PROGETTO WHYLESS.COM	Pag.16
2.1 Modello "MAC" e architettura della rete	Pag.16
2.2 Classi di servizio dello strato MAC	Pag.20
Capitolo 3	
DESCRIZIONE DEL PROTOCOLLO MAC	Pag.25
3.1 Generalità	Pag.25
3.2 Descrizione dettagliata del protocollo	Pag.30
3.3 Inserimento del multi-hop nel protocollo	Pag.73

Capitolo 4

DIMENSIONAMENTO DELLA CELLA UWB

Pag.78

4.1 Introduzione al dimensionamento

Pag.78

4.2 Sintesi e analisi del dimensionamento

Pag.85

4.3 Approfondimenti sul dimensionamento

Pag.104

Capitolo 5

RISULTATI DELLA SIMULAZIONE

Pag.109

5.1 Descrizione del simulatore

Pag.109

5.2 Parametri di simulazione

Pag.115

5.3 Analisi della potenza e dell'interferenza

Pag.120

5.4 Multi-hop: prestazioni e confronti

Pag.129

5.5 Conclusioni

Pag.134

BIBLIOGRAFIA

Pag 138

INTRODUZIONE

Negli ultimi anni la crescente richiesta di dispositivi di comunicazione basati su sistemi wireless in grado di garantire all'utente mobilità completa e il contemporaneo sviluppo di applicazioni e servizi a bit rate elevato hanno reso sempre più evidenti i limiti connessi alla scarsità della banda disponibile per i nuovi servizi di telecomunicazioni. E' stato quindi naturale dirigere l'interesse della ricerca verso le tecnologie di trasmissione in grado di garantire un elevato bit rate ed un numero sufficientemente vasto di utenti: tra queste tecnologie ha suscitato molto interesse l'Ultra Wide Band Radio, che promette di innovare profondamente il mondo delle comunicazioni wireless grazie al suo peculiare utilizzo dello spettro disponibile. Tale tecnica sfrutta infatti, nella sua forma classica, un intervallo di frequenze di svariati Ghz che copre praticamente l'intero spettro oggi utilizzato dai servizi di telecomunicazione: grazie alla ridotta densità spettrale di potenza del segnale trasmesso, dovuta all'utilizzo di una banda così ampia, si ritiene però che l'UWB sia in grado di coesistere con i servizi a banda stretta già esistenti, permettendo il riutilizzo delle frequenze già assegnate e dando nuovo impulso allo sviluppo di dispositivi ed applicazioni wireless. Le modalità con le quali tale riutilizzo debba avvenire sono ancora oggi in fase di definizione, e gli organi preposti alla regolamentazione delle trasmissioni radio (Federal Communications Commission negli USA e European Radiocommunications Committee in Europa) hanno avviato o commissionato diversi studi sulla compatibilità tra Ultra Wide Band e servizi a banda stretta ritenuti particolarmente sensibili o di importanza critica (GPS): sebbene non sia

ancora chiaro quali saranno le limitazioni imposte ai dispositivi UWB, il forte interesse manifestato verso tale tecnologia, che ha portato nella comunità Europea alla approvazione di importanti progetti come whyless.com, lascia prevedere che la tecnologia UWB rivestirà un ruolo tutt'altro che marginale nell'evoluzione futura delle telecomunicazioni wireless.

Tra i campi in cui le caratteristiche della tecnologia UWB possono apportare i maggiori benefici è certamente presente quello relativo alle reti wireless multi-hop: anche l'interesse per tali reti è enormemente aumentato negli ultimi anni, in quanto la loro struttura distribuita offre una flessibilità sconosciuta alle architetture tradizionali basate su un controllo centralizzato e permette la realizzazione di reti dedicate (ad-hoc networks) con costi di realizzazione molto bassi. La necessità di un funzionamento completamente distribuito costituisce però anche una delle sfide principali nella realizzazione di tali reti, in quanto richiede ai terminali capacità superiori rispetto a quelle previste nelle reti con controllo centralizzato e impone inoltre l'adozione di algoritmi distribuiti sia per l'instradamento che per il controllo della rete: tali algoritmi devono essere allo stesso tempo scalabili (per permettere la realizzazione di reti con numero variabile di terminali) e robusti (per garantire il funzionamento della rete anche in presenza di elevata mobilità o comunque di rapide variazioni della configurazione dei terminali).

Una rete di questo tipo che consenta la gestione delle comunicazioni nel modo sopra descritto è stata sviluppata nella tesi in questione. Infatti si è considerato un nuovo tipo di trasmissione a larga banda per ambienti di tipo "locale", detto **UWB** (Ultra Wideband Radio), e lo si è applicato ad una rete wireless avente un'architettura completamente distribuita. Per essa si è realizzato un protocollo di strato MAC che consentisse la

gestione del controllo di potenza in aria, che permettesse l'instaurazione di trasmissioni in multi-hop e che permettesse l'instaurazione di link abbassando il livello dell'interferenza presente nell'ambiente.

Nel primo capitolo viene descritta questa nuova tipologia di trasmissione (UWB), che rappresenta lo “strato fisico” della rete wireless in questione. Essa presenta dei notevoli vantaggi, in quanto è una trasmissione che risulta essere sotto il livello del rumore di tutte le altre comunicazioni di tipo diverso. Per questo motivo l'UWB può sfruttare una larga banda, comprendente anche quelle di trasmissioni già esistenti: tanto non crea loro interferenza.

Nel secondo capitolo si descrive e si analizza il tipo di rete wireless che viene considerato, entrando all'interno del progetto considerante questa rete, ovvero il progetto “Whyless.com”.

Per quanto riguarda il terzo capitolo, in esso si spiega in maniera dettagliata il protocollo di strato MAC realizzato e la tecnica di multi-hop adottata al fine ultimo di incrementare le prestazioni.

Nel quarto capitolo si mostra il dimensionamento effettuato relativo alla lunghezza del raggio del cluster UWB. Con esso si capisce perché la trasmissione UWB è applicabile solo ad ambienti LAN di tipo “indoor” (si ottiene un raggio di 10 metri!!).

Resta infine il quinto ed ultimo capitolo in cui, creato il protocollo e programmato il simulatore, vengono riportati i risultati ottenuti dallo svolgimento delle simulazioni mostrando le relative conclusioni alle quali si giunge, ponendo particolare attenzione alla distribuzione ottenuta della potenza e dell'interferenza nell'ambiente UWB, mostrata con opportuni grafici.

CAPITOLO 1

DESCRIZIONE DELLA TECNICA TRASMISSIVA UWB

PAR. 1.1 CARATTERISTICHE GENERALI

Il termine “wideband” nel campo dei sistemi di comunicazione può assumere significati diversi, anche se in genere si intende l’impiego di una larga banda di modulazione tale da permettere un alto bit rate di trasmissione. Nella ultra-wideband il segnale trasmesso occupa una banda estremamente larga anche in assenza di traslazione della frequenza, e questo permette che la potenza trasmessa venga sparsa su una banda più larga, spread spectrum (SS), riducendo lo spettro di densità.

Questo metodo permette di avere un segnale che è più nascosto, è fortemente immune dagli effetti delle interferenze e ha un’ottima risoluzione temporale.

Una caratteristica di questo sistema è quella di non utilizzare una portante sinusoidale per portare il segnale a bande di frequenza dove la propagazione è migliore, ma per la trasmissione utilizza il time-hopping (TH), con un segnale in banda base composto da impulsi (monocicli) di durata inferiore al nanosecondo: proprio per questo motivo il campo delle frequenze va da pochi Hz a qualche GHz.

Un’altra caratteristica importante è che gli impulsi radio, operando alle più basse frequenze possibili, pur supportando una trasmissione a banda larga, hanno la possibilità di penetrare materiali che risulterebbero opachi alle alte frequenze.

Inoltre, usando segnali con bande dell'ordine del GHz, si ha che i cammini multipli hanno differenze di lunghezza dell'ordine di alcune decine di centimetri. Questo permette di avere un fading da cammini multipli ridotto anche in ambiente indoor e quindi, insieme alla capacità di penetrazione degli impulsi radio, consente di ottenere dei sistemi radiomobili ad alta qualità anche in ambienti indoor. Perciò, nella progettazione di un collegamento radio, la scarsità di fading da cammini multipli permette di ridurre il margine da assegnare a questo tipo di attenuazione: quindi consente di utilizzare trasmissioni a bassa potenza, abbassando ulteriormente lo spettro di densità di potenza del segnale trasmesso e ottenendo che gli impulsi radio non interferiscano con altri sistemi radio a banda stretta operanti alle stesse frequenze. In questo modo si ottiene la caratteristica determinante per lo sviluppo dei sistemi UWB e cioè la **coesistenza** con altri sistemi.

La chiave fondamentale dell'utilizzo del TH-SS sugli impulsi radio, sta nell'alta capacità di risoluzione dei cammini multipli e nella disponibilità di implementare e generare segnali UWB in modo relativamente poco complesso. Le tecniche di generazione di tali segnali sono note da più di 30 anni nell'ambiente radar, come "*baseband carrierless short pulse*".

Nel caso considerato ci si occuperà di un formato di modulazione che potrà essere utilizzato con le attuali tecnologie, sotto la condizione di un canale ad accesso multiplo ideale.

PAR 1.2 IL TIME-HOPPING NELL'UWB

Un tipico formato di TH con impulsi radio, nel quale il k-esimo trasmettitore emette il segnale $s_{tr}^{(k)}(t^{(k)})$, è dato da:

$$s_{tr}^{(k)}(t^{(k)}) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr}(t^{(k)} - jTf - c_j^{(k)}Tc - d_j^{(k)})$$

dove $t^{(k)}$ è l'istante di tempo di clock del trasmettitore, $w_{tr}(t)$ rappresenta la forma d'onda trasmessa (monociclo), che inizia all'istante 0 del clock del trasmettitore. Come si vede dalla relazione sopra riportata, il segnale emesso dal k-esimo utente consiste in un gran numero di monocicli traslati ogni volta di quantità differenti, in modo tale che il j-esimo impulso inizia all'istante $jTf + c_j^{(k)}Tc + d_j^{(k)}$.

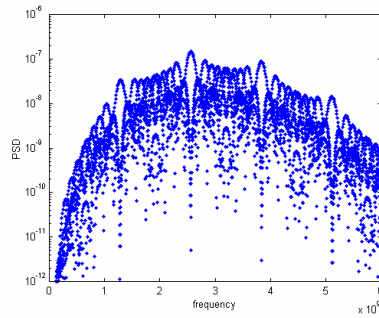
Le componenti di traslazione hanno il seguente significato:

1) *treno di impulsi uniformemente spazati* : un treno di impulsi di forma

$$\sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr}(t^{(k)} - jTf)$$

consiste in una serie di monocicli spazati in tempo di Tf (tempo di frame o di ripetizione dell'impulso) che possono andare da 100 a 1000 volte la larghezza del monociclo, avendo quindi un segnale con un duty cycle bassissimo. Nel caso di accesso multiplo, i segnali composti da impulsi uniformemente spazati, sono vulnerabili alle occasionali **collisioni catastrofiche**, nel quale un gran numero di impulsi dei due segnali sono ricevuti simultaneamente, come succede nei sistemi ALOHA.

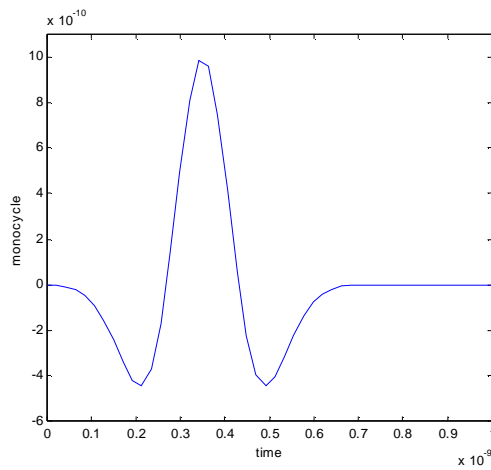
2) *Random/pseudorandom time-hopping* : per eliminare le collisioni catastrofiche nell'accesso multiplo, ogni collegamento (indicato con k) usa un diverso insieme di traslazione degli impulsi $\{c_j^{(k)}\}$ chiamata **sequenza** o codice di TH. Questa sequenza di traslazioni sono pseudorandom con periodo Np , con ogni elemento della sequenza che è un valore intero $0 \leq c_j^{(k)} \leq Nh$. Per cui la sequenza di TH fornisce un'ulteriore traslazione ad ogni impulso di $c_j^{(k)}Tc$ secondi, ottenendo quindi dei valori discreti compresi fra 0 e $NhTc$ secondi. Poiché la sequenza pseudorandom ha periodo Np , la forma d'onda $\sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr}(t^{(k)} - jTf - c_j^{(k)}Tc)$ ha un periodo $Tp=NpTf$ ed una densità spettrale con linee spaziate non più ogni $1/Tf$, ma la spaziatura diminuisce a $1/Tp$ (si veda la figura sottostante).



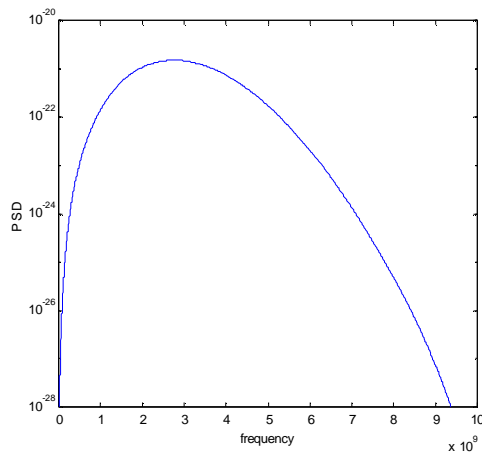
Si consideri come monociclo ricevuto all'uscita dell'antenna quello di seguito riportato:

$$w_{rec}(t + 0.35) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \quad \text{con } \tau_m = 0.2877 \text{ ns}$$

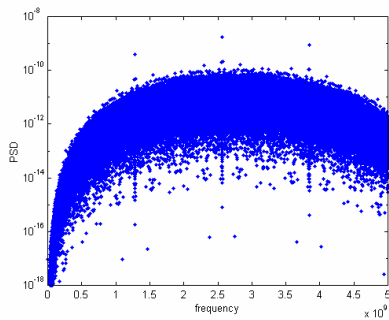
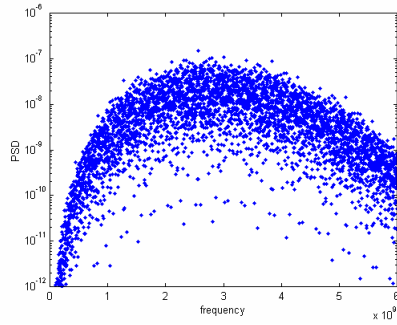
esso è rappresentato in figura,



con spettro di densità di potenza (PSD) disegnato di seguito:



Il PSD del $s_{tr}^{(k)}(t^{(k)})$ nel caso di codice pseudorandom, risulta avere delle linee di spettro più dense, ed un valore massimo più basso al crescere di N_p e con N_h costante. Tale aspetto lo si può ben notare nelle figure sotto riportate:



Quindi, in base alla scelta del rapporto NhT_c/T_f , si ha che cambia la possibilità di avere collisioni fra impulsi; in particolare, con valori di $NhT_c/T_f \ll 1$ la collisione rimane un evento significativo mentre, con $NhT_c/T_f \approx 1$ ed un buon codice di time-hopping, l'interferenza dovuta all'accesso multiplo può essere modellizzata come un processo aleatorio gaussiano.

3) *Modulazione* : la sequenza $\{d_j^{(k)}\}_{j=-\infty}^{+\infty}$ del trasmettitore k , è un flusso di simboli binari (0 o 1) che in qualche modo porta informazione. In particolare questo è un sistema di modulazione che utilizza N_s monocicli per simbolo, per cui il simbolo modulato cambia solo ogni N_s impulsi. In questo metodo di modulazione, assumendo che il simbolo da trasmettere sia il singolo bit, se il suo valore è 0, nessuna traslazione temporale è aggiunta sui monocicli modulati, mentre se il bit è 1, allora si aggiunge ad ognuno una traslazione pari a δ . Per cui in questo formato di modulazione un singolo bit ha durata

$T_b = N_s \cdot T_f$. Per un fissato valore di T_f allora il bit rate della trasmissione R_b determina il numero N_s di monocicli che sono modulati dal singolo bit:

$$R_s = R_b = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{N_s T_f} \text{ s}^{-1}$$

PAR. 1.3 IL SEGNALE UWB AL RICEVITORE

Quando N_u trasmettitori sono attivi nel sistema oltre al trasmettitore utile, allora il segnale ricevuto $r(t)$ può essere modellizzato come :

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} A_k s_{rec}^{(k)}(t - \tau_k) + n(t)$$

nel quale A_k rappresenta l'attenuazione dovuta alla propagazione del segnale ricevuto dal k -esimo trasmettitore, τ_k rappresenta l'asincronismo fra il tempo di clock del trasmettitore k ed il ricevitore e $n(t)$ rappresenta l'interferenza, diversa da quella dovuta alle trasmissioni di monocicli (per esempio il rumore termico del ricevitore) presente all'ingresso del correlatore.

Assumendo che il ricevitore è interessato a determinare le informazioni inviate dal trasmettitore 1, allora se solo questo segnale è presente si ha:

$$r(t) = A_1 s_{rec}^{(1)}(t - \tau_1) + n(t)$$

quando il ricevitore ha ottenuto la perfetta sincronizzazione con il segnale trasmesso dal trasmettitore 1 (con l'acquisizione dalla sequenza di sincronizzazione del valore τ_1 o per la periodicit  del codice di time-hopping del valore $(\tau_1 \bmod Tf)$) allora pu  determinare gli intervalli di tempo contenenti la forma d'onda del bit trasmesso. In particolare il ricevitore ottimo effettua una correlazione, nell'intervallo di tempo $T_s = N_s \cdot Tf$, del segnale ricevuto $r(t)$ con un segnale standard $v(t)$ ed in base al risultato ottenuto viene effettuata la scelta relativa al fatto se il bit ricevuto fosse 0 oppure 1. Questo corrisponde a decidere fra 2 ipotesi H_0 ed H_1 , dove:

$$H_d : r(t) = A_1 \sum_{j=0}^{N_s} w_{rec}(t - \tau_1 - jTf - c_j^{(1)}Tc - \delta d) + n_{tot}(t)$$

dove $n_{tot}(t)$   la forma d'onda che rappresenta il rumore e l'interferenza:

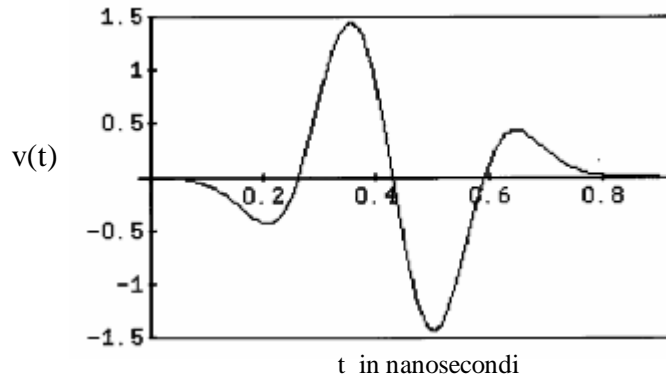
$$n_{tot}(t) = \underbrace{\sum_{K=2}^{N_u} A_k s_{rec}^{(k)}(t - \tau_k)}_{\text{rumore da accesso multiplo}} + \underbrace{n(t)}_{\text{rumore ricevitore, ecc.}}$$

Per cui il correlatore del ricevitore si pu  ridurre ad una regola di decisione:

$$\text{decide per } 0 \Leftrightarrow \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_1 + jTf}^{\tau_1 + (j+1)Tf} r(t) \cdot v(t - \tau_1 - jTf - c_j^{(1)}Tc) \cdot dt > 0$$

valore su cui decide il ricevitore
uscita del correlatore fra il monociclo ed il segnale standard

dove $v(t) = w_{rec}(t) - w_{rec}(t - \delta)$ è il segnale standard di confronto:



In tale segnale standard di confronto ($v(t)$) il parametro δ è scelto pari a 0.156 nsec..

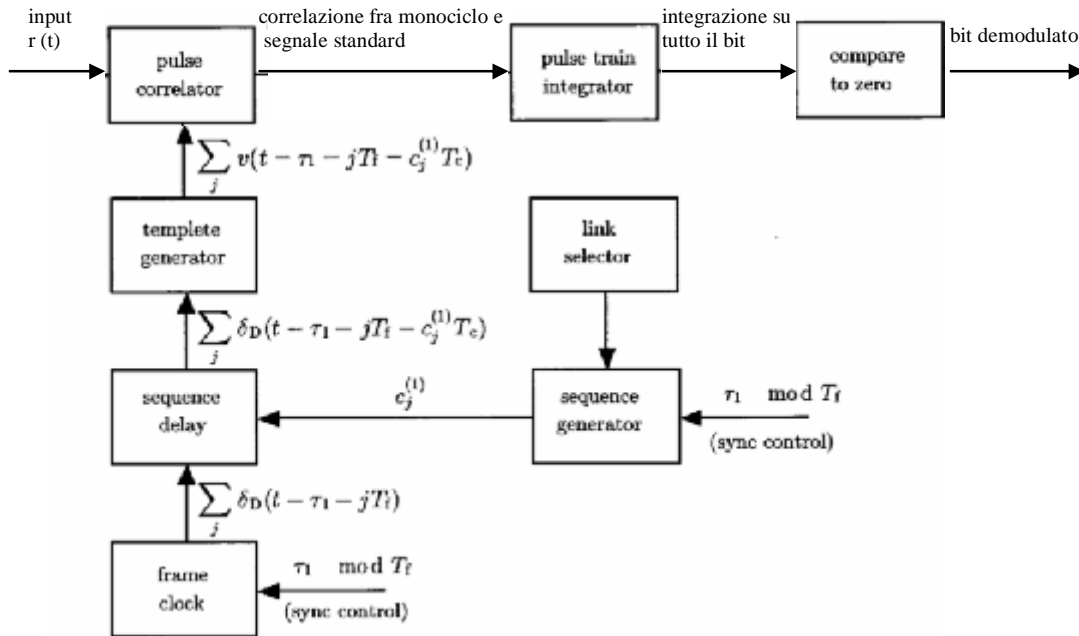
Poiché $v(t)$ è la differenza di due monocicli traslati di δ , il segnale standard si estende approssimativamente di δ in più della larghezza del monociclo (circa 0.86 ns).

Per cui il ricevitore somma le N_s correlazioni fatte fra il segnale ricevuto $r(t)$ con il segnale standard, ed in base al valore ottenuto decide se il bit è 0 oppure 1:

$$s_{rec}(t) \longrightarrow \int_{T_b} v(t) dt \longrightarrow \int_{T_b} v(t) \cdot s_{rec}(t) dt = \begin{cases} + mp & \text{se } b_i = 0 \\ - mp & \text{se } b_i = 1 \end{cases} \quad (2)$$

Questo decisore risulta essere ottimo quando il rumore da accesso multiplo è gaussiano; tale situazione si ha quando il numero di utenti è grande ed il loro effetto combinato può essere approssimato ad un processo aleatorio gaussiano. Sotto questa approssimazione, il rumore totale $n_{tot}(t)$ è un processo aleatorio gaussiano e bianco ed il ricevitore può

essere considerato ottimo. Un possibile diagramma a blocchi del ricevitore è mostrato in figura:



Per comprendere meglio come funziona la modulazione, la ricezione ed i problemi di collisione che si hanno nell'accesso multiplo, si può prendere in considerazione un semplice esempio chiarificatore. Ipotizzando di avere i seguenti parametri di trasmissioni:

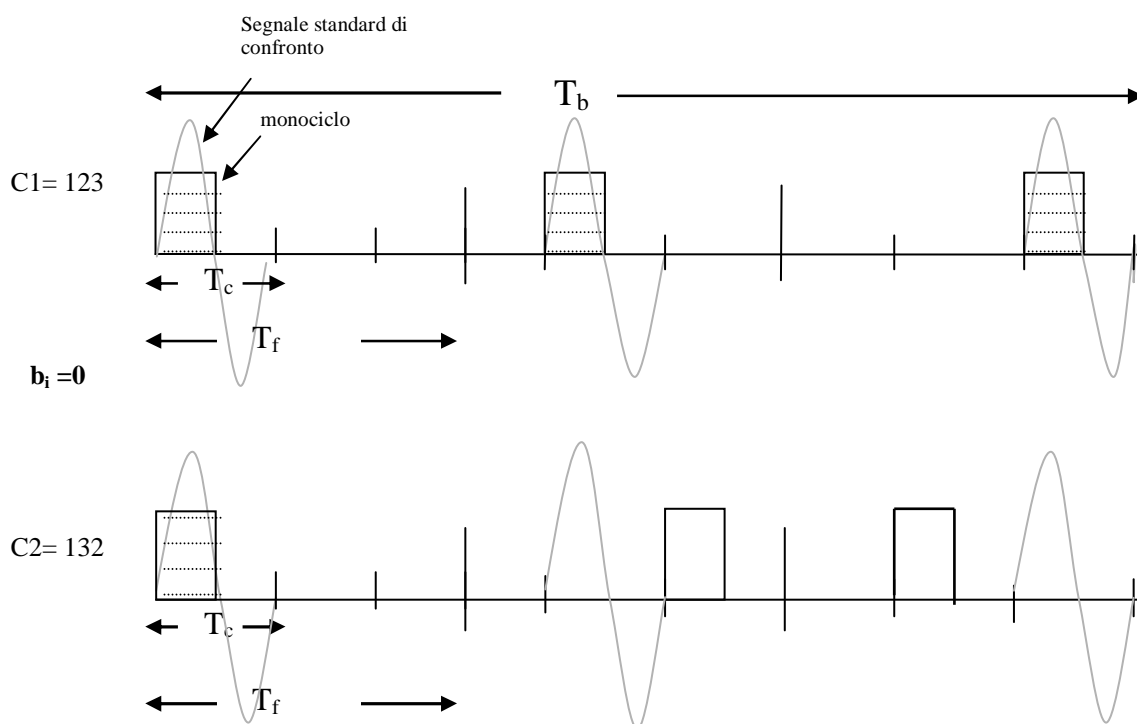
$$C1 = 123 \quad C2 = 132$$

$$\delta \leq T_c \quad d \leq \frac{T_c}{2}$$

$$Nh = 3 \quad T_c = \frac{T_f}{Nh} \quad T_f = \frac{T_b}{N_s}$$

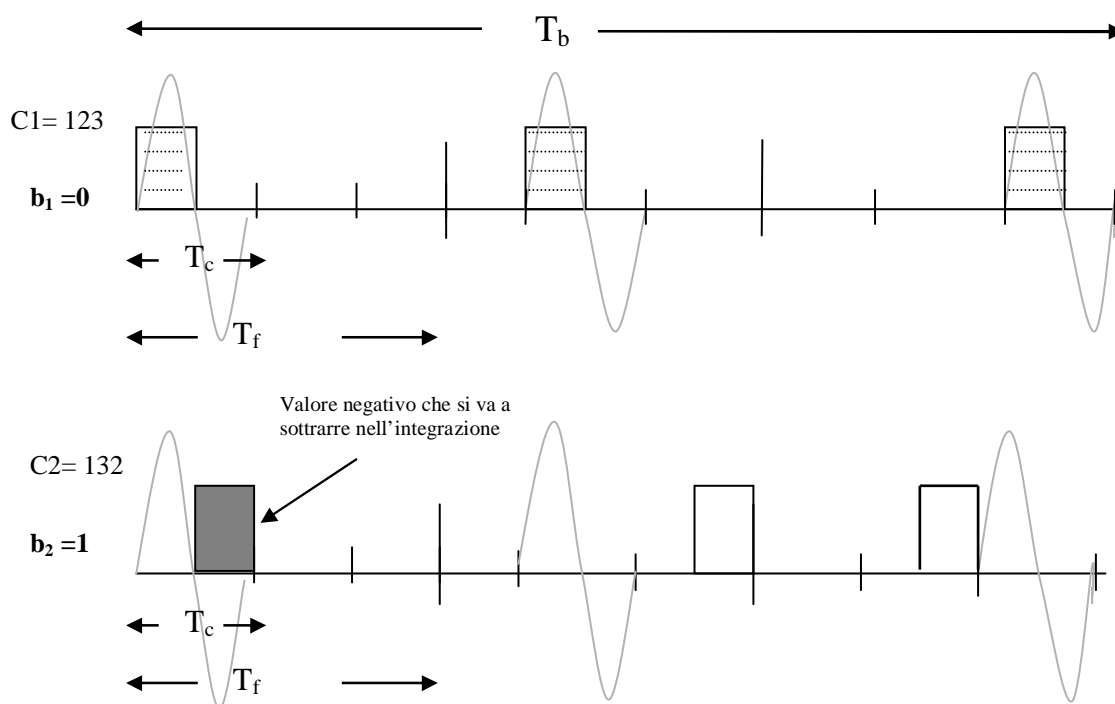
si ha che in caso di segnali sincroni, la collisione di un monociclo può avvenire se le due trasmissioni hanno la stessa cifra di codice di time-hopping e lo stesso valore di bit,

mentre per avere collisioni sull'intero bit, si deve avere che le due trasmissioni abbiano lo stesso codice di time-hopping ed il valore del bit trasmesso sia opposto. Si analizzi il caso sotto mostrato:



In tale situazione si ha che le due trasmissioni hanno la prima cifra di codice uguale ($C_1^1 = C_2^1$) e lo stesso valore di bit ($b_1=0, b_2=0$); in questo caso la collisione che avviene è costruttiva, poiché questa “aiuta” il decisore: infatti si ottiene $m_p=3+1=4$ valori di area ($s(t) \cdot v(t)$), cioè un valore superiore rispetto a quello che si sarebbe avuto senza la trasmissione interferente ($m_p=3$).

Si analizzi ora questa seconda situazione:



In questa seconda situazione, in cui il bit trasmesso è opposto ($b_1=0$, $b_2=1$), la collisione è distruttiva: infatti si ottiene $m_p=3-1=2$, che è un valore inferiore a quello che si sarebbe ottenuto senza l'interferente. Comunque in entrambi i casi la collisione non fa perdere l'informazione del bit ($b_1=0$), poiché anche nel caso di collisione distruttiva si ha sempre un valore di m_p più grande della soglia di decisione ($=0$).

PAR. 1.4 IL SNR NELLA TRASMISSIONE UWB

Il rapporto segnale-rumore all'uscita del ricevitore può essere definito come:

$$SNR_{out}(Nu) = \frac{m^2}{E\{|n_d|^2\}} \quad \text{con} \quad n_d = \sum_{k=2}^{Nu} A_k \cdot n_k + n_{rec}$$

dove n_k si può dimostrare essere una variabile aleatorie a valor medio nullo e rappresenta il rumore dovuto all'accesso multiplo causato dal k-esimo trasmettitore; n_{rec} rappresenta invece il rumore del ricevitore e quello dovuto ad altre sorgenti interferenti diverse da trasmissioni UWB.

Si può dimostrare ancora che:

$$m = Ns \cdot A_1 \cdot mp$$

dove:

$$mp = \int_{-\infty}^{+\infty} w_{rec}(t) \cdot v(t) \cdot dt$$

e quindi si può scrivere che :

$$E\{|n_d|^2\} = \sigma_{rec}^2 + Ns \cdot \sigma_a^2 \cdot \sum_{k=2}^{Nu} A_k^2$$

dove: σ_{rec}^2 è la varianza del rumore del ricevitore all'uscita dell'integratore del treno di impulsi;

σ_a^2 è la varianza del rumore da accesso multiplo:

$$\sigma_a^2 = \frac{1}{Tf} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} w_{rec}(t-s) \cdot v(t) \cdot dt \right]^2 ds$$

Quando solo il trasmettitore utile sta trasmettendo ($Nu=1$), allora il rapporto segnale-interferenze per il singolo utente è dato da:

$$SNR_{out}(1) = \frac{(Ns \cdot A_1 \cdot mp)^2}{\sigma_{rec}^2},$$

per cui $SNR_{out}(1)$ è quello che si può osservare per il singolo collegamento. Questo valore convoglia tutti i fattori di scala che si hanno nel rumore del ricevitore e nelle interferenze dovute a trasmettitori diversi da UWB.

Per completare il calcolo di $SNR_{out}(Nu)$ si fanno le seguenti assunzioni:

- a) Gli elementi del codice di time-hopping, $c_j^{(k)}$ con $j = 1, \dots, Np$ e $k = 2, \dots, Nu$, sono indipendenti e uniformemente distribuiti nell'intervallo $[0, Nh)$, ed il calcolo è fatto sul rapporto segnale-rumore mediato rispetto al codice.
- b) L'asincronismo della trasmissione determina che le differenze fra due tempi di trasmissione $\tau_k - \tau_1$, con $K = 2, \dots, Nu$, sono indipendenti, con $(\tau_k - \tau_1) \bmod Tf$ uniformemente distribuito nell'intervallo $[0, Tf)$.
- c) Per garantire che nessuna variabile del codice di time-hopping capiti più di una volta nel tempo di bit, si assume $Ns < Np$.
- d) Si assume che il monociclo ricevuto soddisfi la seguente relazione:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(t) \cdot dt = 0$$

Quando la forma d'onda $w(t)$ è mediata sui tempi di traslazione, che per la (b) sono uniformemente distribuiti, allora per la (d) si ottiene la condizione $E\{n_{tot}(t)\} = 0$.

In base a queste considerazioni si ottiene che:

$$SNR_{out}(Nu) = \frac{1}{\frac{1}{SNR_{out}(1)} + \frac{1}{Ns} \cdot \frac{\sigma_a^2}{mp^2} \cdot \sum_{K=2}^{Nu} \left(\frac{A_k}{A_1}\right)^2}$$

che può essere riscritto sostituendo $SNR_{out}(1)$ come:

$$SNR_{out}(Nu) = \frac{(Ns \cdot A_1 \cdot mp)^2}{\sigma_{rec}^2 + Ns \cdot \sigma_a^2 \cdot \sum_{K=2}^{Nu} A_k^2}$$

Questa relazione permette di risalire alla probabilità di errore quando si usa la regola di decisione (2), che può essere vista come regola di decisione applicata ad un sistema *B-PSK*:

$$P_{error}(Nu) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{SNR_{out}(Nu) \cdot \operatorname{sen}^2\left(\frac{\pi}{2}\right)}$$

CAPITOLO 2

IL PROGETTO WHYLESS.COM

PAR. 2.1 MODELLO “MAC” E ARCHITETTURA DELLA RETE

Con lo sviluppo tecnologico degli ultimi anni legato al mondo delle telecomunicazioni e con la velocità con cui ci si appresta ad affrontare l'immediato futuro, è logico presumere che si propende ad andare in maniera sempre più decisa verso soluzioni che siano il meno possibile legate ad infrastrutture fisse. Gran parte dei progetti oggi in fase di studio o di sviluppo, vanno ad inserirsi in un contesto nel quale è la tecnologia Wireless a fare da filo conduttore: il progetto WHYLESS.COM è uno di questi.

I tradizionali sistemi cellulari e mobili sono infatti, secondo certi aspetti, limitati dal loro stesso bisogno di far riferimento ad infrastrutture fisse (base stations, routers... sono tutti elementi della rete privi di **mobilità**) che tra l'altro per forza di cose appartengono alle grandi imprese. Il tipo di rete al quale ci si vuole ispirare fa al contrario riferimento al concetto di TERMINODE, il cui proprietario è il singolo utente, da qui già s'intravede una prospettiva in cui il business si sposta dalle grandi aziende al singolo utente!

I TERMINODE rappresentano dei piccoli dispositivi che sono in grado di operare sia come nodi “instradatori” che come terminali di una comunicazione.

Per quest'ultima funzione essi presentano il comportamento tipico di un end-system: inizializzano cioè una comunicazione con un altro end-system, verificano la possibilità

di accedere alla risorsa radio, sono in grado di regolare la potenza che emettono, quindi trasmettono e/o ricevono dati.

Per quanto riguarda invece la funzione di nodo “instradatore”, il ruolo principale di un terminode è quello di permettere il multi-hop. Esso consiste nel rilanciare su un suo link uscente i dati a lui trasmessi, in modo da permettere al segnale il raggiungimento, attraverso un opportuno instradamento, di altri terminode o di un punto di accesso alla rete fissa. E’ chiaro come da questo punto di vista possano aprirsi nuovi scenari anche a livello economico; un terminode può infatti decidere di rimanere attivo anche se non impegnato direttamente in una trasmissione. Cioè, anche se esso si trova in fase di “stand-by” (ovvero è acceso ma non ha alcun link attivo), può essere utile alla rete al fine di fornire a pagamento un “hop” (salto) alla comunità di terminodes circostanti.

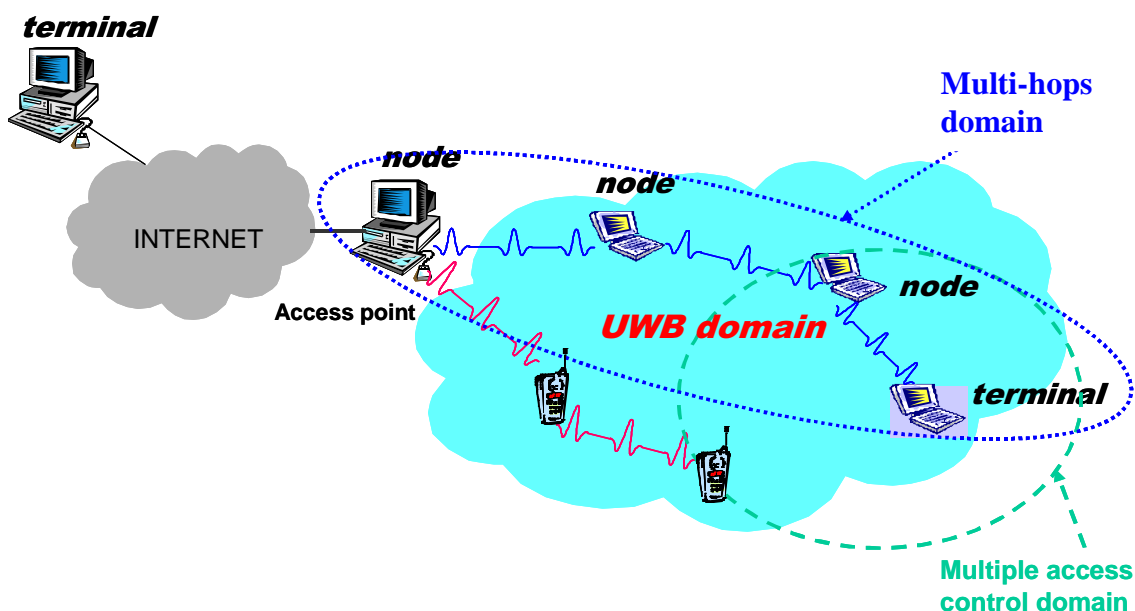
Altro aspetto importante per questi nodi terminodes è quello riguardante il fatto che, in quanto nodo, ognuno di essi partecipa in maniera attiva al set-up di un qualsiasi link posto nel suo “range” (nella sua “zona”), secondo una serie di accurati controlli che meglio verranno specificati nel seguito del capitolo.

Una rete di terminodes è perciò una rete autonoma, capace di autoconfigurarsi e di organizzarsi senza il bisogno di alcuna infrastruttura fissa: si è dunque in una rete in assenza completa di organi centrali di controllo.

Come tale allora, questa rete presenterà tutte le problematiche tipiche delle “ad-hoc wireless networks” ed in più dovrà affrontare delle nuove problematiche legate al multi-hop e alla totale assenza di strutture fisse.

La figura di seguito mostrata riporta, come esempio, una tipica configurazione di rete; il ruolo dei terminodes (TNs) impegnati viene messo in rilievo.

Nella figura sono indicati anche dei domini differenti. Il dominio UWB, all'interno del quale le comunicazioni radio tra i vari TNs avvengono mediante la tecnica UWB già descritta nel Cap.1. Il dominio multi-hop, ossia l'area in cui è realizzato un cammino di comunicazione wireless end-to-end attraverso il multi-hop. Il dominio medium access control (dominio **MAC**), dove si realizza il controllo per l'accesso alla risorsa radio. Per quanto concerne l'ultimo dominio è bene sottolineare come ne esista uno per ciascun TNs centrato sul TN stesso.



Per approfondire meglio il concetto del modello “MAC” evidenziato con il terzo tipo di dominio, bisogna considerare che ciascuna regione MAC rappresenta, in particolare, l'area nella quale la trasmissione di un TN influisce in qualche modo sulla trasmissione-ricezione degli altri TNs. Proprio per tale motivo in ciascun dominio MAC si dovrà operare una suddivisione della risorsa disponibile (in termini di potenza) tra i vari TNs, tenendo conto della mutua interferenza che tra essi si genera.

D'ora in poi si indicherà col nome di **CLUSTER** di un dato nodo la regione MAC centrata sul nodo considerato.

Inoltre, solo per comodità, si ometterà in seguito il termine “terminode” per parlare più semplicemente, senza perdere in generalità, di “nodo” o “nodo UWB”.

Visto allora come entra in gioco nel discorso il concetto di regione MAC, è necessario andare a definire con esattezza proprio cos'è lo strato di livello MAC.

Esso, per definizione, è lo strato nel quale sono situati i **protocolli di accesso multiplo**, ossia quei protocolli che regolamentano l'accesso al canale di comunicazione nei casi in cui diverse stazioni terminali sparse e non coordinate devono condividere l'unico canale di comunicazione disponibile.

In rapporto al tipo di risorsa e alla “politica” con cui essa viene gestita, si distinguono varie famiglie di protocolli di accesso multiplo (e.g., ad assegnazione fissa, ad assegnazione variabile, ad accesso casuale...).

Per quel che riguarda la risorsa da gestire nel progetto “Whyless.com”, bisogna andare a considerare la potenza trasmessa dal singolo nodo (che sarà proporzionale alla banda e inoltre dipenderà dalla scelta del parametro N_s , dove tale parametro ha influenza diretta sui codici di time-hopping utilizzati). Tale controllo sulla potenza andrà effettuato in modo che:

- *Non si ecceda il limite imposto dall' organo regolamentatore circa la potenza trasmessa in aria da ciascun terminale;*

tale limite è particolarmente stringente (e lo si analizzerà accuratamente nei Cap. finali) nel caso considerato, essendo la tecnica di trasmissione UWB studiata appositamente per mantenere delle caratteristiche pseudonoise.

- *Non si produca una degradazione della qualità delle trasmissioni già presenti nella rete al di sotto del limite minimo loro sopportabile.*

Riassumendo quindi, si può affermare che la gestione della risorsa è effettuata mediante un controllo di potenza, migliorata mediante la tecnica di multi-hop la quale opera sempre nel cluster, in altre parole in un dominio di raggiungibilità diretta tra i nodi. In seguito a ciò abbiamo una conseguente allocazione della banda di trasmissione: questo è il ruolo assunto dal MAC nelle reti di tipo UWB.

E' importante porre l'accento quindi, come il ruolo assunto dal MAC nel controllo della risorsa radio riguardi sia la singola interfaccia, sia l'intero cammino end-to-end nel caso esso sia contenuto nel cluster.

Si può dunque affermare che lo strato MAC non ha alcun controllo, né tantomeno ha completa conoscenza, riguardo alla possibilità di soddisfare una richiesta di trasmissione su un cammino end-to-end fuori del cluster. Il MAC può farsi garante di un tale tipo di richiesta solo se essa è relativa alla tratta radio raggiungibile in linea teorica direttamente.

PAR. 2.2 CLASSI DI SERVIZIO DELLO STRATO MAC

All'interno del progetto Whyless.com sono previsti, anche se ancora in fase di definizione, due modi principali di funzionamento (Licensed e Licensed-free). Al momento per essi sono definite solo delle linee guida che indicano in che modo dovrebbero differenziarsi, ovvero non c'è una netta separazione tra di loro.

Una possibile differenza dovrebbe essere rappresentata dalla banda di funzionamento superiore ai 2 GHz per il licensed-free mode, e occupante tutto lo spettro del segnale

UWB nel caso licensed. Una differenza aggiuntiva dovrebbe essere invece rappresentata dalle limitazioni in potenza differenti nei due casi.

A riguardo di ciò è necessario dire che esiste una regolamentazione che limita la max. potenza emissibile in aria circa le trasmissioni di tipo UWB. L'organo competente è l'**FCC**, e la limitazione al riguardo è riportata nella parte 15 della loro regolamentazione.

Il licensed-free mode sembra perciò che faccia riferimento a tali limitazioni specificate nella "Part 15" dell'**FCC**, e relative alle trasmissioni denominate non intenzionali.

Il licensed mode è invece in attesa di indicazioni al riguardo. In un futuro (non si sa ancora quanto prossimo) sarà lo stesso organo regolamentatore a fornire le limitazioni opportune.

Al momento sono in fase di sviluppo degli studi sulla compatibilità elettromagnetica che dovrebbero in seguito determinare un quadro più chiaro della situazione.

Tralasciando le caratteristiche di tipo tecnico che distinguono i due modi di funzionamento, è possibile affermare che il licensed mode, proprio perchè a pagamento, dovrà in qualche modo essere privilegiato rispetto al licensed-free.

In ragione di ciò sono state definite a livello MAC due classi di servizio, denominate come **classe QoS** (Quality of Service) e **classe BE** (Best Effort).

Per quanto riguarda la prima, con essa si intende una classe di servizio per la quale una volta assegnata una determinata porzione di banda, quest'ultima non può più essere riconfigurata per tutta la durata della sessione nella quale è stata richiesta.

E' importante sottolineare come pur non essendo riconfigurabile, essa possa essere comunque sotto utilizzata in alcuni intervalli di tempo.

Tale eventualità è fondamentale da tener presente in quanto il protocollo di accesso multiplo ideato si basa su misure di interferenza che chiaramente potrebbero risultare fuorvianti se eseguite in detti intervalli. Un dimensionamento errato della potenza in aria condurrebbe perciò ad una assegnazione di banda minore di quella realmente necessaria: così facendo il link risulterebbe dimensionato in maniera non corretta (cioè in maniera diversa da come il trasmettitore QoS aveva richiesto).

Per quanto riguarda invece la classe BE, è necessario anzi tutto dire che essa si differenzia dalla classe QoS non tanto per la richiesta di banda assegnabile (che in teoria può essere anche superiore), ma per il fatto che la banda assegnata può essere in qualsiasi momento riconfigurata o addirittura sottratta del tutto, se essa costituisce un limite all'instaurazione di un link di tipo QoS (a priorità cioè più alta).

E' interessante notare che l'eventuale riconfigurazione ora accennata avviene durante la sessione attiva, su una scala temporale dimensionata sulla durata di un pacchetto.

Quanto descritto si riferisce chiaramente all'interazione tra link BE ed eventuali link QoS che necessitano di essere instaurati. Questo ora evidenziato rappresenta un modo di gestire la risorsa disponibile in maniera "*unfair*" (non alla pari). Qualora invece la priorità sia la stessa (interazione tra link BE) si procede ad una redistribuzione della risorsa disponibile in modo da instaurare il maggior numero di link BE. Questa modalità è detta di tipo "*fair*" (alla pari).

Prima di passare all'analisi del capitolo successivo, ovvero del protocollo costruito per il controllo di potenza e per il multi-hop, è necessario dare un cenno, in chiave globale, dei vari parametri su cui si può agire a livello MAC per modificare il comportamento della rete UWB.

Tali grandezze vengono di seguito riportate, e sono:

- La famiglia di codici di time-hopping;
- Il numero di codici di time-hopping assegnati al singolo utente;
- Il numero di impulsi trasmessi per bit (N_s);
- La distanza nominale tra due impulsi T_f (ossia la distanza che si avrebbe tra essi qualora non ci fosse shift temporale dovuto al codice e all'informazione);
- Il periodo del codice di time-hopping ($T_p=N_p T_f$);
- Il periodo di chip T_c ;
- Il numero di valori diversi assumibili dalla singola cifra di codice (N_h);
- La forma e la durata dell'impulso trasmesso ($w(t)$ e T_m);
- Lo shift temporale associato all'informazione 0 vs 1 (δ).

Tra tutte quelle mostrate, la grandezza che senza dubbio più di ogni altra sarà regolata è

il data-rate ($R = \frac{1}{N_s T_f}$) proporzionale alla potenza trasmessa; esso può essere variato

agendo sul parametro N_s , oppure variando il numero di codici assegnati al singolo utente.

Prima di concludere questo capitolo c'è da dire, a onor del vero, che negli ultimi sviluppi del progetto si è presa in considerazione il fatto che la topologia di questa rete potesse essere a stella. Ciò porterebbe a delle diversificazioni a quanto fin'ora detto, per esempio il controllo del routing passerebbe ai punti di accesso al nodo come anche il controllo della risorsa radio, cioè i terminali non avrebbero più nessuna capacità o autonomia nel selezionare la risorsa da loro usata.

Tutto ciò però significherebbe una drastica diminuzione della flessibilità fin'ora adottata nel progetto e ci si ricondurrebbe ad avere un sistema che funzioni, a livello di gestione, come uno di seconda generazione come il DECT o il GSM.

Chiaramente, quanto appena detto è ancora in fase di sviluppo ma certamente, diminuirebbe fortemente i potenziali punti di forza dell'Ultra Wide Band di cui abbiamo parlato nel corso del capitolo.

CAPITOLO 3

DESCRIZIONE DEL PROTOCOLLO MAC

PAR. 3.1 GENERALITA'

Nel seguente capitolo viene descritto in maniera accurata il protocollo di accesso multiplo ideato per la gestione della risorsa radio in una rete UWB completamente distribuita quale quella presentata nel precedente capitolo.

Come visto, tale rete è completamente priva di infrastrutture di tipo fisso, in essa tutti i nodi sono eguali tra loro e possono agire indipendentemente da instradatori o da semplici terminali a seconda dei casi.

La rete è studiata in modo da consentire il multi-hop sia verso i terminali che verso un punto di accesso alla rete fissa. Ciascun nodo (o terminale che sia) è capace di gestire più trasmissioni e ricezioni contemporaneamente utilizzando dei codici di time-hopping differenti. Mancando un organo di controllo centrale capace di fornire un sincronismo di rete, il sistema è completamente asincrono.

Unica eccezione a quest'ultima affermazione è costituita dalle trasmissioni multiple uscenti da uno stesso nodo, per le quali si suppone l'utilizzo di codici ortogonali tra di loro e con sincronismo sulla parola di codice.

E' da sottolineare come il totale asincronismo delle trasmissioni induce intuitivamente a pensare come in una rete di questo tipo rivesta un'importanza primaria, nella definizione del protocollo di accesso, lo studio di un controllo di potenza distribuito.

Infatti, la possibile collisione di un impulso di ampiezza molto grande con uno di ampiezza molto inferiore al primo (supponendo che i due impulsi siano caratterizzati dalla stessa cifra di codice ma con informazione opposta), può indurre ad errori sull'intera parola di codice relativa all'impulso più piccolo (poiché il decorrelatore opera una somma degli N_s impulsi corrispondenti ad un bit). La gestione della risorsa si esplicita quindi in un controllo di potenza e in una conseguente allocazione della banda di trasmissione in modo tale che il trasmettitore, nel caso in cui instaura un nuovo link nella rete, faccia il possibile per non degradare la qualità delle comunicazioni già attive al di sotto del minimo SNR loro accettabile (massima P_e sul bit), vedremo poi più precisamente le procedure.

Al fine di rendere più comprensibile la descrizione dettagliata delle procedure che realizzano il set-up di un link attraverso il protocollo, si vanno ora ad illustrare in maniera sommaria i vari passi nei quali esso si articola, teniamo conto anche di un pre set-up per la scelta di una trasmissione single-hop o multi-hop:

Pre set-up

- **STEP A**: Il nodo “i”, che decide di voler instaurare una nuova connessione con il nodo “j”, calcola la distanza dal ricevitore e decide in base a questa se tentare un link single-hop o multi-hop;
- **STEP B**: Nel caso in cui il nodo “i” abbia optato per un link single-hop procediamo con il set-up: si parte dallo step uno, altrimenti il trasmettitore interroga un sottocluster di nodi per scegliere il più adatto a fare da nodo intermedio “k”;
- **STEP C**: Se viene trovato il nodo intermedio si dà luogo ad un duplice set-up: “i”-“k” e “k”-“j” altrimenti si tenta un collegamento diretto;

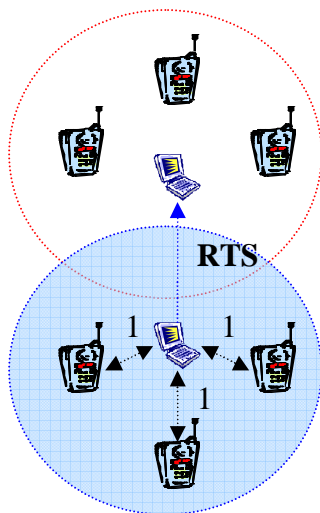
Set-up

- **STEP 1**: Il nodo “i” interroga i ricevitori attivi nel suo cluster; da essi riceve indicazione circa la massima potenza interferente loro sopportabile; sulla base dei dati forniti si crea automaticamente nella rete un vincolo sulla max. potenza con cui tale trasmettitore potrà effettuare la propria trasmissione;
- **STEP 2**: Il ricevitore utile “j” è a conoscenza del codice di time-hopping con il quale avrà luogo l’eventuale trasmissione i-j (segnale RTS). Per cui è in grado di stimare l’interferenza aprendo il correlatore su tale codice: tale dato viene poi inviato di ritorno al nodo “i”;
- **STEP 3**: Il trasmettitore “i” calcola la potenza necessaria alla trasmissione i-j affinché essa avvenga con un determinata probabilità di errore; se tale valore di potenza risulta maggiore del minimo margine concesso dai ricevitori, si attiva una procedura di emergenza al trasmettitore; con essa si richiede ai ricevitori di concedere se possibile un margine di trasmissione maggiore alla comunicazione entrante;
- **STEP 4**: Nel caso in cui l’emergenza al trasmettitore non porta al risultato sperato, allora ci si attesta sul massimo valore di potenza tale da non interferire con i ricevitori vicini (minimo margine concesso); con detto valore di potenza si attiva una procedura di emergenza al ricevitore; con essa si richiede ai trasmettitori nel cluster del ricevitore utile di abbassare, se possibile, la potenza con la quale stanno trasmettendo; l’obiettivo è quello di ottenere con un valore di potenza più basso

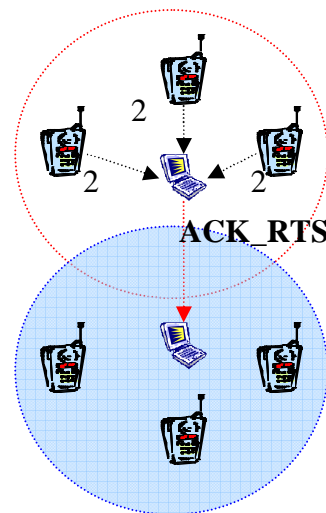
(proprio il margine minimo), la stessa probabilità di errore che si aveva con il valore di potenza calcolato nello STEP 3. La procedura di emergenza al ricevitore si effettua solo nel caso in cui il link che si vuole instaurare è di tipo QoS;

- **STEP 5:** Se il valore di potenza calcolato non supera il minimo margine concesso, oppure se una delle due procedure di emergenza ha avuto buon fine, allora si può iniziare la trasmissione.

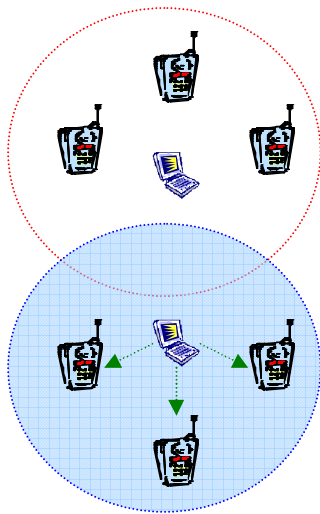
Tralasciando per ora il pre set-up riassumiamo i cinque passi di set-up appena descritti: viene quindi mostrato uno schema autoesplicativo che non necessita di ulteriori commenti.



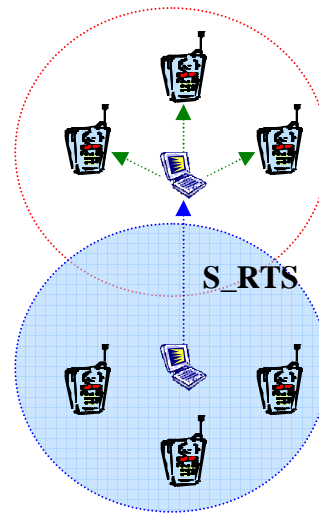
Step 1
Acquisizione
dei margini



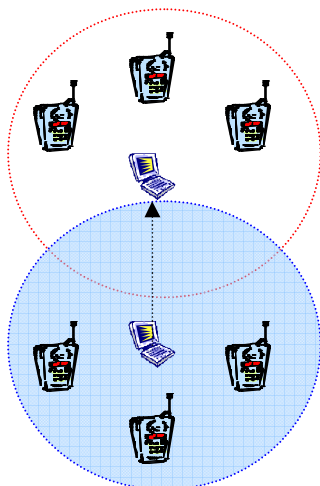
Step 2 Stima dell'
interferenza e calcolo
della potenza necessaria
alla trasmissione



**Step 3
Emergency -**



**Step 4
Emergency -**



**Step 5
Trasmissione**

N.B:Per esigenze di chiarezza grafica i nodi trasmettitori e ricevitori, che avrebbero dovuto essere l'uno nel cluster dell'altro, sono disposti in cluster separati.

Prima di chiudere il paragrafo è opportuno notare come la descrizione delle procedure delle quali il protocollo si compone sia stata volutamente molto semplificata, proprio per consentire una prima lettura “veloce” del funzionamento del protocollo. Non si è inoltre considerata l'eventualità che la potenza calcolata nello STEP 3 sia superiore alla potenza che il nodo trasmettitore abbia a disposizione; tale situazione si verifica nel caso in cui il nodo trasmettitore risulta già impegnato in altre trasmissioni; la potenza

“disponibile” sarà la differenza tra la potenza massima emmissibile dal trasmettitore UWB (stabilita dall’organo regolamentatore) e quella già utilizzata nelle altre trasmissioni.

In taluni casi si attiva una procedura di emergenza al nodo con la quale, se possibile, si cerca di ridistribuire la risorsa (in termini di potenza) tra le trasmissioni già attive in modo da permettere l’instaurazione della nuova connessione.

Come detto all’inizio di questo capitolo, la rete è studiata in modo tale da consentire ai nodi di essa di effettuare trasmissioni di tipo multi-hop attraverso il pre set-up, con il quale, mediante una tecnica di routine mirata si cerca il percorso più adatto per migliorare il livello di potenza e di interferenza sulla rete. Quest’estensione del protocollo sarà descritta alla fine del capitolo poiché il protocollo usato per l’instaurazione del link single-hop è applicato concettualmente in maniera assolutamente identica per l’instaurazione di un link multi-hop.

PAR. 3.2 DESCRIZIONE DETTAGLIATA DEL PROTOCOLLO

Nel precedente paragrafo si è fatto cenno a come la potenza necessaria all’instaurazione di una determinata connessione, caratterizzata da un determinato rate e da un fissato

SNR, (legato alla probabilità di errore sul bit in base alla relazione $P_e = \sqrt{\frac{SNR_{out}(N_u)}{2}}$)

possa non essere compatibile con la massima interferenza aggiuntiva sopportabile dai ricevitori presenti nel cluster del trasmettitore che vuole iniziare la nuova comunicazione.

Si è inoltre accennato alla possibilità che detta potenza superi quella realmente disponibile, essendo il nodo impegnato in altre comunicazioni.

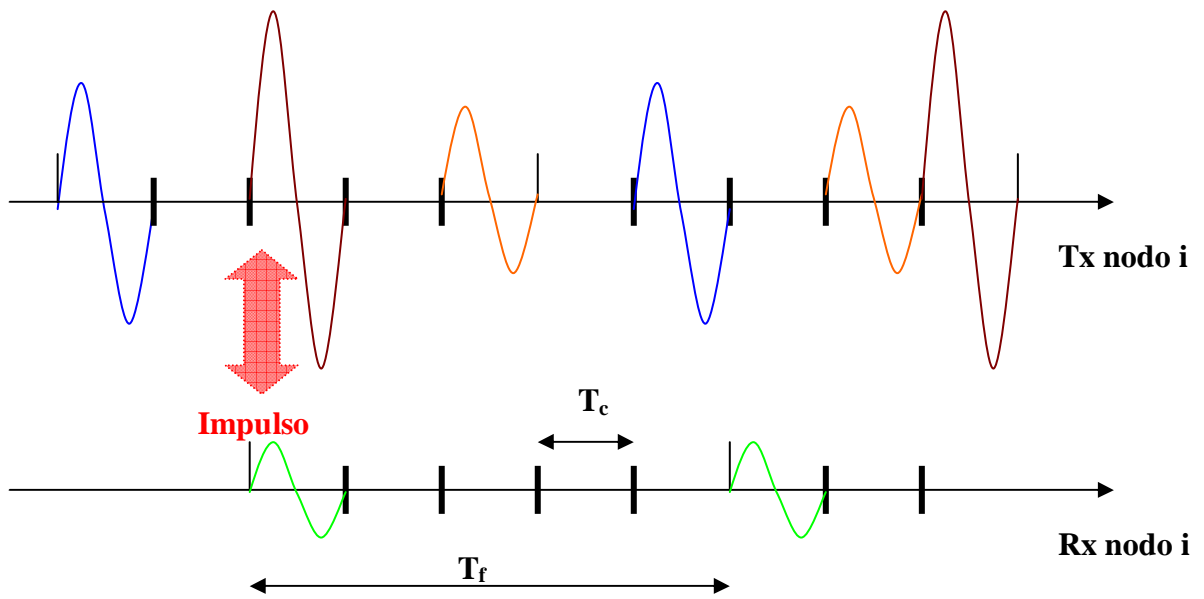
Nel presente paragrafo si cercherà di dare una giustificazione analitica alle affermazioni precedenti, mostrando le formule a cui si farà riferimento nel proseguimento del discorso. Si descriveranno inoltre caso per caso tutte le possibili situazioni che il protocollo contempla.

Si consideri allora innanzitutto un generico nodo (“i”) avente più connessioni attive sia in trasmissione che in ricezione. Si indichi con n_j il numero di trasmissioni contemporaneamente attive in corrispondenza del generico ricevitore j.

Le trasmissioni vengono realizzate con modalità multicodice (dove i vari codici sono tra loro ortogonali) e sono sincrone tra loro: questo vale però solo perché il trasmettitore di ognuna di esse è sempre lo stesso, cioè è il nodo “i”. I segnali in ricezione invece provengono da nodi diversi; questo comporta che essi sono asincroni tra di loro, e asincroni rispetto alle trasmissioni del nodo “i”.

A questo punto quindi sorge il problema della mutua interferenza che si crea tra tutti questi segnali che partono e arrivano al nodo “i”. Per evitare ciò, si oscura il “lato” ricevitore del nodo negli intervalli di tempo nei quali esso trasmette. Con tale accorgimento si avranno indubbiamente delle perdite di alcuni impulsi, ma almeno si evita tra di loro un’interferenza che avrebbe potuto rovinare ambidue gli impulsi!

La figura sottostante mostra appunto la perdita, dovuta all’oscuramento del lato “ricezione” di “i”, di un impulso che gli giunge da uno dei ricevitori con cui ha un link attivo.



Risulta ovvio a questo punto che il rapporto segnale rumore della generica comunicazione i-j, calcolato all'uscita del correlatore in ricezione, risulterà influenzato dalla modalità full-duplex adottata:

$$SNR_{ij} = \frac{A_{ij}^2 g_{ij} m_p^2}{\left\{ N_o m_p + \sigma_a^2 \left[\sum_{(m,l) \neq (i,j)} A_{ml}^2 g_{mj} + \sum_{(m,j), m \neq i} A_{mj}^2 g_{mj} \right] \right\} T_f R_{ij}}$$

essendo esso dipendente linearmente dal numero di impulsi associati al bit

($R_{ij} = \frac{1}{N_{sj} T_f}$) che vengono decorrelati, in ricezione si avrà una perdita determinata

dagli impulsi soggetti al “blanking” (come mostrato precedentemente in fig.).

Ponendoci in una condizione di sincronismo di chip e di asincronismo sulla parola di

codice, la perdita può essere quantificata attraverso un fattore correttivo che risulta

essere funzione del numero di trasmissioni contemporanee del nodo ricevitore.

$$SNR_{ij} = \frac{A_{ij}^2 g_{ij} m_p^2}{\left\{ N_o m_p + \sigma_a^2 \left[\sum_{(m,l) \neq (i,j)} A_{ml}^2 g_{mj} + \sum_{(m,j), m \neq i} A_{mj}^2 g_{mj} \right] \right\} T_f R_{ij}} \left(1 - \frac{n_{ij}}{N_h}\right)$$

E' fondamentale notare come tale perdita, con una scelta opportuna dell'SNR, possa essere considerata trascurabile. Infatti essa conduce in generale a riduzioni dell'SNR inferiori ad 1 dB (es: per $n_{ij}=10$ e $N_h=100$ si hanno 0.47 dB di perdita).

Entrando più nel dettaglio circa la descrizione del protocollo da analizzare, si può andare a descrivere la politica con cui è stata allocata la risorsa disponibile.

Essa riguarda il dimensionamento del rapporto SNR di un link in modo tale che questo sia superiore al minimo accettabile di un certo margine; tale margine consente al ricevitore utile di poter sostenere l'interferenza da accesso multiplo, dovuta ad altri nodi che iniziano a trasmettere, senza che ciò degradi le prestazioni del link al di sotto del valore minimo (SNR_{min}).

Nella trattazione relativa al protocollo si farà riferimento alla seguente espressione del rapporto SNR:

$$SNR_{ij} = \frac{p_{ij} g_{ij} m_p^2}{\{N_o m_p E_w + \sigma^2 I_{UWBij}\} R_{ij}} = \eta_{ij} + \text{margine} \quad \sigma^2 = \sigma_a^2 T_f$$

si noti che con η_{ij} viene indicato l'SNR minimo accettabile. Mentre con I_{UWBij} si indica l'interferenza da accesso multiplo formalizzabile nel modo seguente:

$$I_{UWBij} = \sum_{(m,l) \neq (i,j)} P_{ml} g_{mj} + \sum_{(m,j), m \neq i} P_{mj} g_{mj}$$

Altra relazione importante è quella che lega la potenza media del segnale all'ampiezza di picco:

$$P_{ij} = \frac{\int (A_{ij})^2 |w(t)|^2 dt}{T_f} = \frac{(A_{ij})^2 E_w}{T_f}$$

I limiti imposti dalla rete sulla potenza max. consentita al generico nodo che vuole instaurare un link, sono rappresentati dalla potenza “disponibile” del nodo e dall'interferenza sopportabile dai ricevitori posti nelle sue vicinanze (nel suo CLUSTER).

Riguardo al primo dei due vincoli, per potenza “disponibile” si intende la differenza tra la potenza massima emissibile dal nodo (stabilita dall'organo regolamentatore) e quella che il nodo sta già impiegando se impegnato in altre comunicazioni:

$$P_{i-disp} = P_{i-max} - \sum_{k=1}^{n_i} P_{i-k}$$

L'altro vincolo è invece rappresentato dalle interferenze aggiuntive sopportabili dai ricevitori appartenenti al cluster del trasmettitore. Quindi il generico ricevitore y, del link x-y, che si trova nel cluster del trasmettitore i, potrà sopportare un'interferenza aggiuntiva non superiore a quella che porta il suo SNR_{x-y} al valore minimo:

$$\eta_{xy} = \frac{P_{xy} g_{xy} m_p^2}{\{N_0 m_p E_w + \sigma^2 I_{UWBxy}\} R_{xy} + \sigma^2 \Delta_{xy} R_{xy}}$$

$$\Delta_{xy} = \frac{P_{xy} g_{xy} m_p^2}{\sigma^2 R_{xy} \eta_{xy}} - \left\{ \frac{N_0 m_p E_w}{\sigma^2} + I_{UWBxy} \right\}$$

dunque dovrà essere:

$$P_{i-j} \leq \frac{\Delta_{x-y}}{g_{i-y}}$$

Una limitazione di questo genere giungerà da qualsiasi nodo ricevitore appartenente al cluster del trasmettitore. Per cui si dovrà avere:

$$P_{i-j} \leq \min_{\forall y \in \text{cluster}_i} \left\{ \frac{\Delta_{x-y}}{g_{i-y}} \right\} = \Pi_i$$

Per le strategie che verranno adottate nel protocollo risulta inoltre utile definire la limitazione che all'instaurazione di un link proviene dai soli links QoS, e che si può formalizzare come segue :

$$\Pi_{iQoS} = \min_{\forall y \in \text{cluster}_i, (x-y) \in QoS} \left\{ \frac{\Delta_{x-y}}{g_{i-y}} \right\}$$

Quindi, considerando le due limitazioni ora viste, si può affermare che dal mancato soddisfacimento di uno o di entrambi i vincoli, si attivano una serie di procedure che tentano, attraverso dei riadattamenti sul rate dei nodi interessati, di portare in ogni caso a buon fine l'instaurazione del nuovo link.

Tornando sul secondo dei due vincoli analizzati, esso si esplica nella determinazione di un valore di potenza (Π_i , o anche chiamato successivamente P_v) oltre il quale il generico trasmettitore "i" non può "settarsi" per cercare di instaurare la comunicazione voluta. Tale potenza è, come visto, direttamente proporzionale all'interferenza aggiuntiva sopportabile (Δ_{x-y}): tale interferenza viene chiamata AsI (additional sustained interference), e su essa bisogna agire in qualche modo per poter cercare di rendere meno stringente il vincolo sulla potenza P_v prima imposto.

Esistono più strategie possibili per riconfigurare opportunamente l'AsI, e di seguito vengono mostrate alcune di esse.

Si supponga di voler instaurare il link $i-j$ e che il ricevitore y si trovi nel cluster del trasmettitore i . Si immagini inoltre che la potenza necessaria all'instaurazione del link $i-j$, fissato un determinato valore dell' SNR_{ij} , sia superiore a Δ_{x-y} . A questo punto affinché sia possibile l'instaurazione del nuovo link, il link $x-y$ deve concedere un valore dell'AsI superiore a quello fornito in precedenza.

Si può agire sostanzialmente in tre modi:

- **AUMENTO DI POTENZA:** si può aumentare la potenza p_{x-y} in modo da rendere la trasmissione $x-y$ più "robusta" alle interferenze esterne; in tal modo però si genera anche un aumento dell'interferenza che crea il link $x-y$ nei nodi ricevitori appartenenti al cluster di x ;
- **DIMINUZIONE DEL LIVELLO DI INTERFERENZA:** si può migliorare il parametro $I_{UWB_{x-y}}$ abbassandolo: questo si ottiene diminuendo la potenza trasmessa dai terminali nel cluster di y ;
- **DIMINUZIONE DEL BIT-RATE A POTENZA COSTANTE:** diminuendo R_{x-y} a potenza P_{x-y} costante, si ottiene un incremento dell' SNR_y che consente al link $x-y$ di sopportare una maggiore interferenza. Diminuire R_{x-y} a P_{x-y} costante significa diminuire la capacità della connessione senza modificare la potenza trasmessa o il livello di interferenza presente, ma agendo semplicemente sul numero di impulsi N_{sxy} associati al bit.

Delle tre strategie di riconfigurazione sopra mostrate, nella stesura del protocollo si è scelto di utilizzare l'ultima. Essa, infatti, agisce su una grandezza (il rate di

trasmissione) che riguarda solo il generico link x-y e non genera, come nei casi scartati, un indesiderabile effetto a catena nei riadattamenti.

Ciò non toglie però la possibilità, per eventuali sviluppi futuri del protocollo, di utilizzare insieme la seconda e la terza strategia di riconfigurazione (o eventualmente anche altre tuttora sconosciute!).

Arrivati a questo punto è interessante andare a menzionare i vari canali di segnalazione che sono stati utilizzati per rendere possibile l'utilizzo del protocollo in questione. Essi sono:

- *CSCH (Common Signalling Channel)*: canale di segnalazione ad accesso casuale comune a tutti i nodi della rete; si tratta in pratica di un codice di time-hopping noto all'intera comunità di nodi.

L'accesso a detto canale viene eseguito senza controllo di potenza; ciò significa che tutti i messaggi vengono trasmessi con lo stesso livello di potenza. Tale livello di potenza, noto a tutti i nodi della rete, va scelto in modo tale che un nodo trasmittente possa raggiungere tutti i nodi contenuti nel suo cluster (a tale proposito un discorso maggiormente approfondito verrà effettuato nel Cap. 4). Il generico nodo ricevitore, essendo nota la potenza trasmessa, potrà determinare, dal livello di potenza ricevuto, l'attenuazione di canale e la distanza che intercorre tra esso e il nodo trasmittente.

La modalità di accesso al suddetto canale, completamente random, fa sì che esso sia, come è logico, soggetto a collisioni.

- *PSCH (Personal Signalling Channel)*: canale di segnalazione "dedicato" senza controllo di potenza; è, in genere, utilizzato da ogni ricevitore per trasmettere informazioni utili ai trasmettitori con i quali ha dei links attivi. Come sarà in seguito

mostrato, costituisce un'eccezione a questo utilizzo l'invio (nella fase iniziale del pre set-up e del set-up) delle informazioni riguardanti le distanze e le ASI da parte dei ricevitori nel cluster del trasmettitore che vuole instaurare il nuovo link.

Oltre ai canali di segnalazione, sono presenti ovviamente anche dei canali "dedicati" alla trasmissione dei dati. Anche se questi non vengono di seguito elencati come i precedenti (in quanto non sono "standardizzati" come i canali di segnalazione), c'è da dire che essi, contrariamente ai precedenti, sono canali in cui si effettua il controllo di potenza. Si tratta, per ciascuno di essi, di un codice di time-hopping concordato dal trasmettitore e dal ricevitore nella fase di set-up del link; il livello di potenza con il quale su di essi si trasmette, viene stabilito nella fase di set-up ed è proporzionale alla banda di trasmissione. Nel caso in cui il link in questione sia di tipo BE, la capacità assegnata al canale può essere riconfigurata durante la durata della connessione, e con essa può in alcuni casi variare il livello di potenza (si veda la procedura di "emergenza al ricevitore"). Nel caso in cui invece il link in questione sia di tipo QoS, la capacità assegnata al canale non è riconfigurabile (infatti tali tipi di link non partecipano a procedure di emergenza): può però verificarsi un sotto utilizzo della banda concessa da parte del trasmettitore in alcuni intervalli di tempo.

Chiaramente, come già accennato prima, un qualsiasi tentativo di stima dell'interferenza in detti intervalli può condurre a dimensionamenti errati della potenza necessaria ad un link per instaurarsi: il risultato che ne consegue è la degradazione delle prestazioni del link che si instaura, in quanto al di fuori di detti intervalli il SNR al ricevitore scenderà al di sotto del minimo accettabile.

Per poter ora andare avanti e capire l'essenza della politica del protocollo, con cui si gestisce la potenza (la risorsa disponibile), è necessario ricordare le due diverse classi di servizio (già definite nel precedente Cap.) alle quali fa riferimento il protocollo stesso. Esso, infatti, deve supportare ambedue i tipi di servizio che possono essere richiesti durante la normale attuazione della rete. Come più volte ripetuto le due classi si differenziano non tanto nella richiesta di banda, ma quanto piuttosto per il fatto che la classe QoS mantiene la banda assegnata per tutta la durata della connessione, mentre la BE no.

Va detto allora che tutte le procedure di cui si compone il protocollo sono state ideate in modo tale da privilegiare comunque l'instaurazione di link QoS a scapito dei link BE già presenti nella rete.

Il principio ispiratore è tuttavia quello di non abbattere link BE in maniera indiscriminata. L'abbattimento avviene solo se si è certi che con esso, il link QoS che richiede di instaurarsi, si instaura.

Proprio in relazione a tale politica alcune procedure si effettuano in maniera "virtuale", ovvero via "software". Si eseguono cioè dei controlli, e solo se questi conducono all'instaurazione "virtuale" del link, allora i vari riadattamenti ed abbattimenti vengono resi effettivi.

Sempre in relazione a quanto detto finora, si considera (per i links BE) un rate minimo di non abbattimento; si cerca cioè riadattare al rate minimo il generico link BE, prima di abbatterlo.

Giunti a questo punto, è importante dare un cenno ad un problema molto frequente in questi tipi di architetture totalmente distribuite come quella UWB analizzata nel lavoro sotto esame: il problema dei setup concorrenti.

Infatti, alcuni dei segnali che verranno impiegati nel protocollo, hanno lo scopo di evitare che nodi impegnati nel set-up di un link vengano contemporaneamente impegnati nel set-up di altri links.

Per essere più precisi, si può dire che un nodo ricevitore (o trasmettitore che sia) impegnato nel set-up di un generico link i - j , dovrà risultare “bloccato” in uno stato $BUSY\{i, j\}$ per non essere disponibile ad alcun altro set-up sino a quando quello al quale partecipa non è terminato. Inoltre, precisiamo che nel caso in cui il link che decida di instaurarsi è di tipo multi-hop tutti i nodi interessati devono essere bloccati.

E' opportuno allora mostrare adesso tutti i vari segnali che il protocollo utilizza.

Δ_NEED = segnale col quale si richiedono le AsI e si bloccano in uno stato BUSY i ricevitori nel cluster del trasmettitore utile;

Δ_INFO = segnale col quale vengono comunicate le AsI;

$WANT_TO_EXTIMATE$ = segnale col quale si richiede ai trasmettitori impegnati in trasmissioni QoS di trasmettere a massima potenza; l'arrivo di detto segnale blocca in uno stato BUSY tali trasmettitori;

RTS = Request To Send;

ACK_RTS = ACKnowledge Request To Send;

START_TRASMISSION = segnale col quale il trasmettitore comunica al ricevitore utile l'inizio delle trasmissioni e dunque il sincronismo;

FREE_FROM_STATE = segnale con il quale si comunica al generico nodo che può considerarsi libero dallo stato BUSY;

EMTR_COMM = segnale con il quale il trasmettitore attiva la procedura di emergenza;

EMTR_ACK = segnale con il quale i ricevitori che hanno partecipato all'emergenza comunicano di aver completato le operazioni di riadattamento;

ABORT_TRASMISSION = segnale con il quale il generico ric/tr comunica al proprio tr/ric utile la fine prematura della loro comunicazione;

NEW_RATE = segnale con il quale il generico ric/tr comunica al proprio tr/ric utile il nuovo rate di comunicazione variato in seguito ad una procedura di emergenza;

NO_TRASMISSION = segnale con il quale si comunica al trasmettitore la mancanza di condizioni adatte alla trasmissione;

OK_TRASMISSION = segnale con il quale si comunica al trasmettitore il raggiungimento di condizioni adatte alla trasmissione;

S_RTS = secondary request to send; segnale con il quale si comunica al ricevitore l'esito non positivo dell'emergenza al trasmettitore e la necessità che esso attivi la procedura di emergenza al ricevitore;

EMRIC_COMM = segnale con il quale il ricevitore utile attiva la procedura di emergenza;

CONFIRM_RATE = segnale con il quale si comunica ai trasmettitori che hanno partecipato alla procedura di emergenza al ricevitore di mantenere la variazione sul rate attuata durante tale procedura, in quanto tale variazione ha condotto al risultato sperato;

RATE_RECOVER = segnale con il quale si comunica ai trasmettitori che hanno partecipato alla procedura di emergenza al ricevitore di ripristinare il vecchio rate, in quanto la variazione effettuata non ha condotto al risultato sperato;

EOS = end of session;

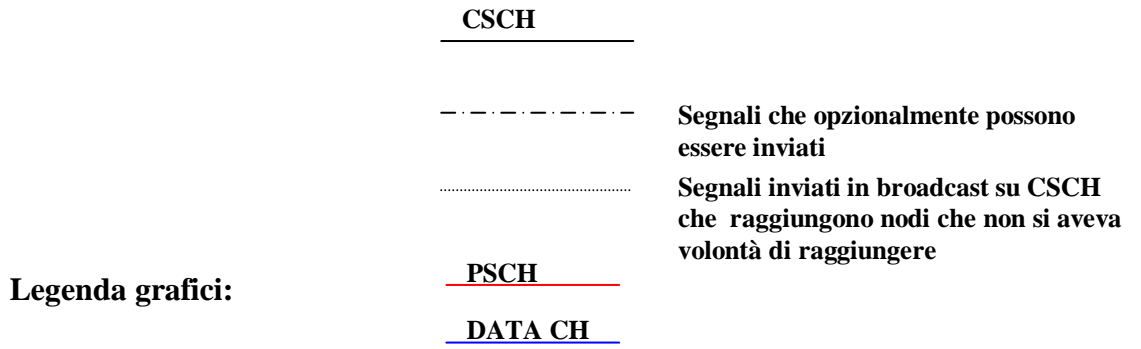
Si indicheranno inoltre con le seguenti abbreviazioni le informazioni che talvolta vengono associate all'invio dei segnali ora elencati:

$C_{i,j}$ = codice dati scelto per la trasmissione sul link i-j;

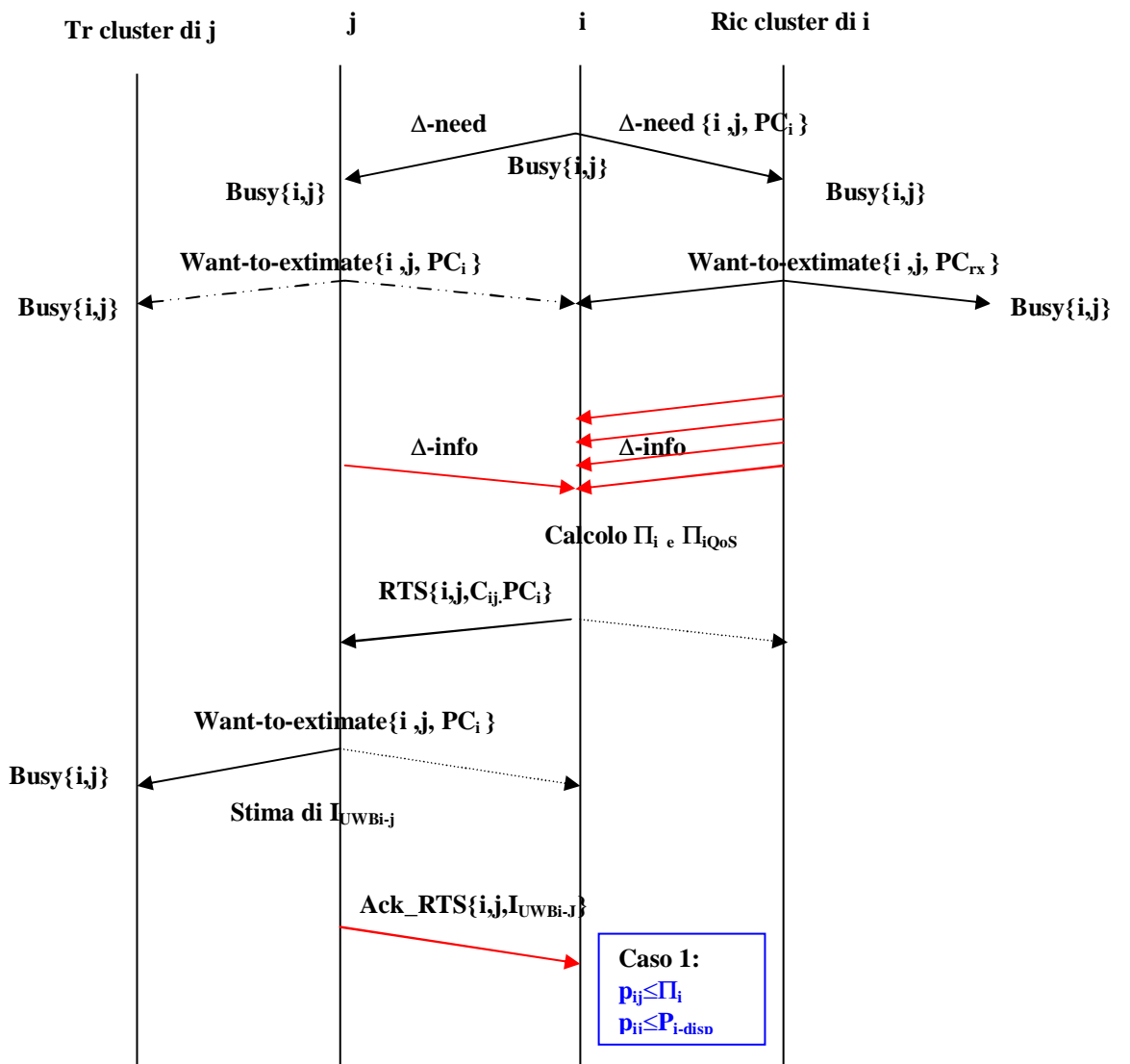
PC_i = codice personale di segnalazione del trasmettitore “i”; si tratta del PSCH di “i” definito in precedenza attraverso il quale il generico ricevitore può trasmettere segnalazione diretta solo verso “i”.

I_{UWBi-j} = interferenza da accesso multiplo stimata dal ricevitore “j” aprendo il correlatore sul codice $C_{i,j}$, con il quale avverrà, se le condizioni lo permettono, la comunicazione i-j.

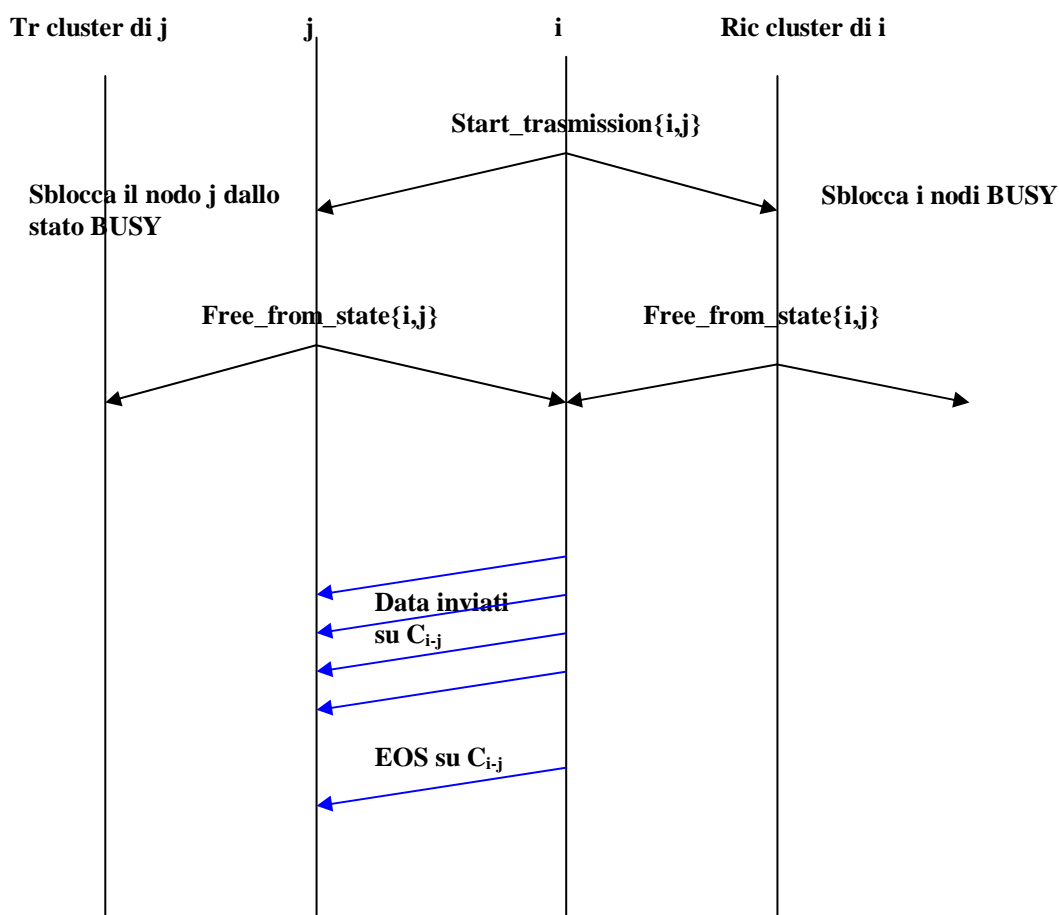
Arrivati a questo punto sono state date tutte le “basi” necessarie alla comprensione dello studio circa tutti i casi possibili che il protocollo MAC è in grado di affrontare.



CASO 1: SET-UP SENZA EMERGENZE



Prima di descrivere il caso 1) è opportuno introdurre un grafico che costituirà la parte terminale di tutti i grafici a seguire. Lo si inserirà una volta per tutte facendo in seguito riferimento ad esso come grafico finale (terminal_graph):



Detto ciò, si mostra di seguito l'analisi dettagliata della prima possibile situazione di lavoro alla quale si può andare incontro.

Si supponga che il nodo "i" voglia instaurare una comunicazione con il nodo "j" avente una fissata probabilità di errore (mappata in un equivalente SNR_{ij} attraverso la relazione

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\operatorname{SNR}_{out}(N_u)}{2}}.$$

La prima fase consiste dunque nel determinare il valore massimo di potenza trasmissibile: per fare questo è necessario acquisire la conoscenza delle AsI dai ricevitori nel cluster di “i”. Questi ultimi, ricevuto il segnale “ Δ_need ”, eseguono le misure relative alle AsI di ogni loro link attivo e le inviano al nodo “i” mediante il segnale “ Δ_info ”.

N.B. : *i ricevitori che hanno un link diretto con “i” e che sono impegnati con altri trasmettitori devono inviare le AsI solo se relative ai links con detti trasmettitori.*

Il trasmettitore “i” infatti utilizza codici ortogonali per le sue trasmissioni; dunque l’eventuale nuova trasmissione i-j non produrrà interferenza negli altri links attivi nei quali “i” è trasmettitore.

E’ importante notare come il nodo “j” possa anche non essere tra i nodi che inviano di ritorno il segnale di “ Δ_info ”; esso potrebbe infatti trovarsi in uno stato di stand_by e non essere impegnato in nessuna altra ricezione.

Altro fatto importante da notare è che prima di eseguire la misura delle AsI, i ricevitori inviano in broadcast il segnale “want_to_extimate”; con tale segnale essi invitano i trasmettitori impegnati in links attivi a trasmettere a massima potenza in modo da poter stimare correttamente l’interferenza e con essa le AsI.

Ciascun ricevitore invierà poi di ritorno solo il valore minimo assoluto e quello minimo, relativo ai suoi links QoS, delle AsI calcolate. Tali valori vengono trasmessi ad “i” utilizzando il PSCH_i; la trasmissione viene effettuata da ciascun ricevitore randomizzando i tempi di trasmissione.

Ricevuti i valori minimi da tutti i ricevitori (si suppone per ipotesi il canale di segnalazione ideale, cioè privo di collisioni), il trasmettitore è capace di calcolare Π_i e Π_{iQoS} . Il minimo tra i due valori costituirà la potenza P_v .

Terminata questa fase, che consiste essenzialmente nel calcolo della potenza limite P_v , il nodo “i” invia in broadcast il segnale RTS con l’identificativo del nodo ricevitore con il quale è interessato a stabilire una comunicazione; vengono trasmessi anche il codice con il quale l’eventuale nuova trasmissione avverrà e il codice personale di segnalazione del nodo “i”, oltre al suo identificativo.

Ricevuto l’RTS il nodo “j” stimerà, sintonizzando il correlatore sul codice C_{ij} , il valore dell’interferenza I_{UWBij} .

Tale valore viene inviato di ritorno al nodo “i” sul $PSCH_i$ consentendogli di calcolare la potenza p_{ij} necessaria alla trasmissione:

$$P_{ij} = \frac{SNR_{ij} \{N_0 m_p E_w + \sigma^2 I_{UWBij}\} R_{ij}}{g_{ij} m_p^2}$$

Allora, calcolata la potenza p_{ij} , e note la potenza P_{i-disp} e il limite P_v , il nodo “i” può a questo punto determinare in quale dei quattro casi previsti dal protocollo si trova.

E quindi, nel caso 1) in questione:

$$p_{ij} \leq P_{i-disp}$$

$$p_{ij} \leq P_v$$

per cui il valore di potenza calcolato rispetta entrambi i vincoli che potrebbero non consentire l’ingresso in rete, dunque il link i-j si instaura correttamente.

Visto tale primo caso, a questo punto bisogna considerare le situazioni nelle quali il non soddisfacimento di uno o di entrambi i vincoli appena visti richiede l’applicazione delle procedure di “emergenza”; si tratta di procedure attraverso le quali si cerca di porre rimedio al vincolo non soddisfatto operando una redistribuzione della risorsa all’interno della rete. Chiaramente, per ragioni di priorità, l’instaurazione dei links QoS dovrà essere privilegiata rispetto a quella dei links BE. Quanto ora detto si esplicita, come

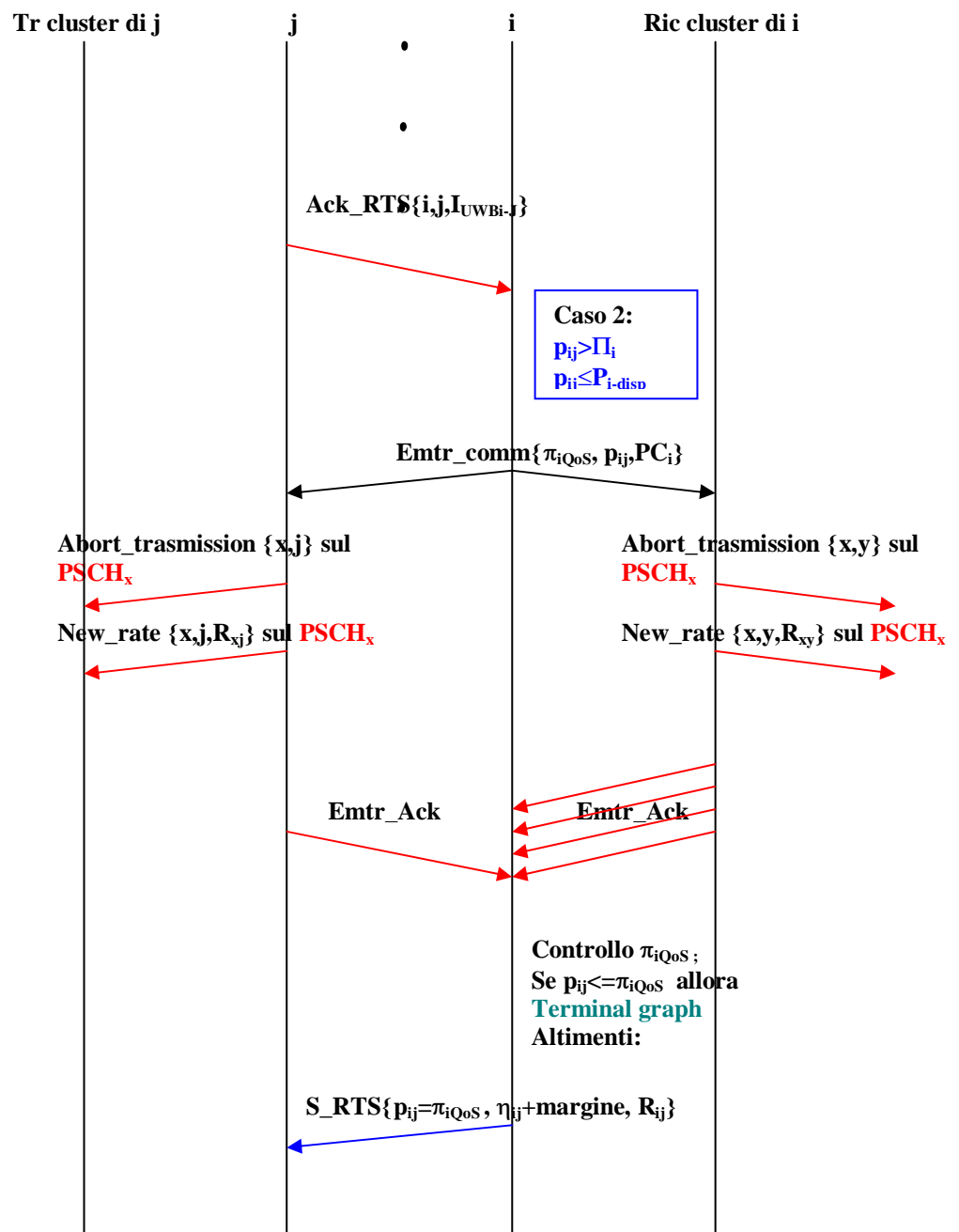
noto, in un differente modo di gestire e ridistribuire la banda nel caso di interazione QoS-BE (unfair) o nel caso di interazione BE-BE (fair).

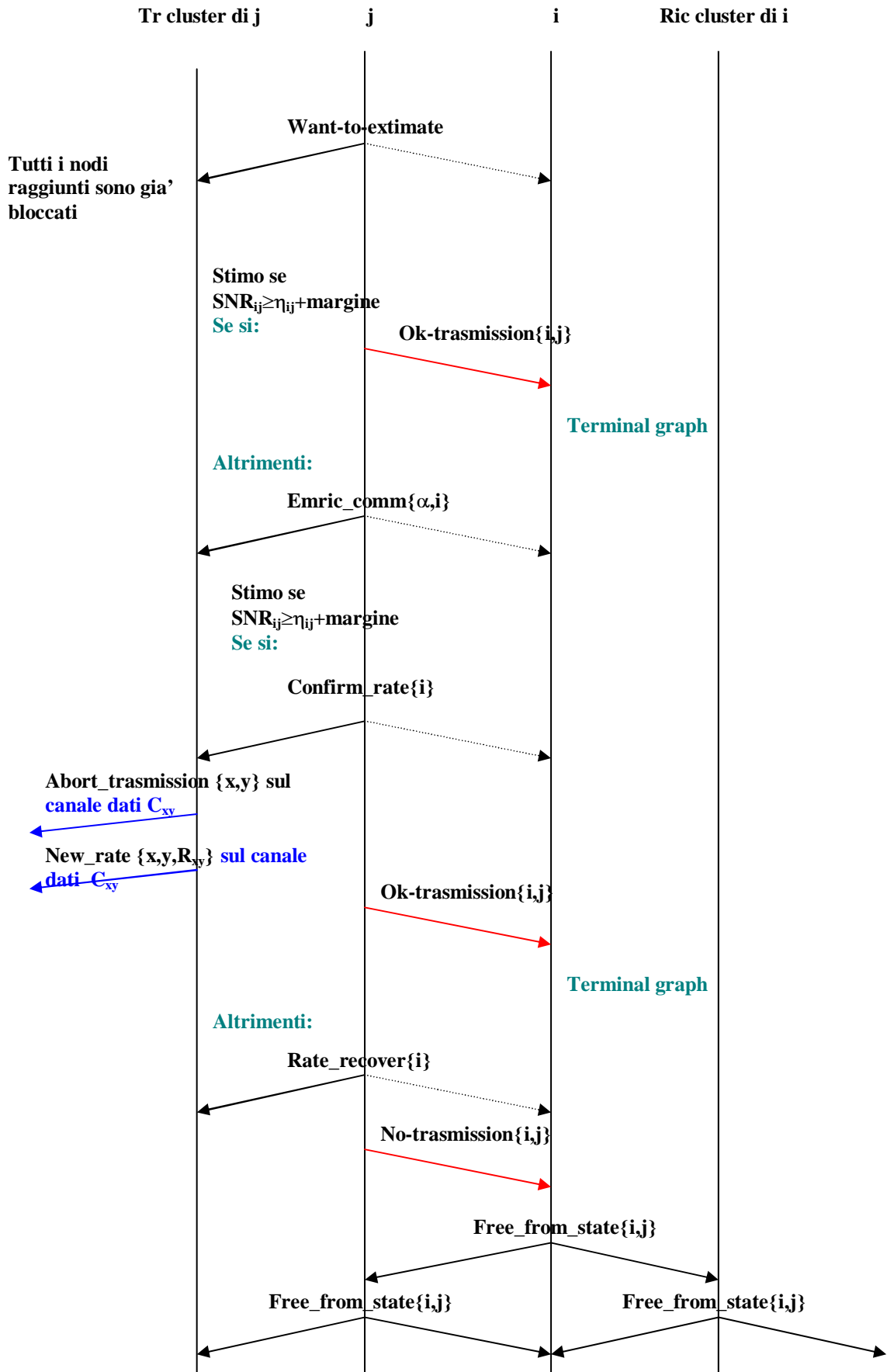
Si noti ulteriormente che, proprio per trattare in maniera diversa i due casi, i set-up dei links appartenenti alle due classi di servizio sono stati differenziati anche dal punto di vista del numero di procedure che li contraddistinguono: infatti nel caso QoS si attiva una procedura in più, e cioè quella relativa all'emergenza al ricevitore.

Proprio in relazione a quanto appena detto si considereranno in seguito in maniera distinta i diagrammi di segnalazione relativi alle due classi QoS e BE.

CASO 2 : SET-UP LINK QoS CON EMERGENZE AL TRASMETTITORE E AL RICEVITORE

In questo caso la prima parte del diagramma è identica al caso precedente, sino all'arrivo del segnale ACK_RTS, ossia fino alla verifica da parte del nodo "i" del soddisfacimento o meno dei vincoli :





Tale caso si verifica quando la potenza necessaria all'instaurazione del link i-j risulta essere tale che:

$$p_{ij} \leq P_{i\text{-disp}}$$

$$p_{ij} > P_v$$

Questo significa che il valore di potenza calcolato è compatibile con la potenza disponibile del nodo ma risulta essere troppo elevato rispetto alla potenza sopportabile dai nodi ricevitori adiacenti al nodo "i" (appartenenti cioè al suo cluster).

Come conseguenza di tale situazione il nodo "i" attiva, attraverso il segnale EMTR_COMM, la procedura di emergenza al trasmettitore.

Tale procedura consiste nel richiedere a tutti i nodi ricevitori posti nel cluster di "i" di abbassare il bit-rate dei loro links BE.

Ovviamente non tutti i links BE saranno soggetti a riadattamento del rate.

In particolare infatti si tenterà di riadattare (eventualmente abbattendoli) i links per i quali:

$$\frac{\Delta_{xy}}{g_{iy}} < p_{ij} \quad \text{e} \quad \frac{\Delta_{xy}}{g_{iy}} < \Pi_{iQoS},$$

ossia quelli che sono "limitanti" per la trasmissione che si vuole instaurare e, nel caso specifico, più limitanti del limite minimo non riadattabile (π_{iQoS}).

Si tenterà invece di riadattare (eventualmente lasciando invariato il loro rate) i links per i quali si ha:

$$\frac{\Delta_{xy}}{g_{iy}} < p_{ij} \quad \text{e} \quad \frac{\Delta_{xy}}{g_{iy}} \geq \Pi_{iQoS}.$$

Tale differenza di riadattamento è stata posta per evitare l'abbattimento di un link BE (non riadattabile) quando esiste comunque un limite più stringente rispetto a questo.

L'abbassamento del rate ora descritto ha l'effetto di migliorare la situazione riguardo il limite imposto da P_v in quanto, se tale abbassamento viene effettuato a potenza costante, provoca un contemporaneo innalzamento del rapporto SNR, con la conseguenza di poter sopportare una maggiore interferenza da parte del nodo ricevitore.

L'abbassamento non viene effettuato in maniera casuale, ma secondo un calcolo ben preciso. A tale proposito si ricorda che l'AsI del generico ricevitore y del link x-y vale:

$$\Delta_{xy} = \frac{p_{xy} g_{xy} m_p^2}{\sigma^2 R_{xy} \eta_{xy}} - \left\{ \frac{N_0 m_p E_w}{\sigma^2} + I_{UWBxy} \right\}$$

Ma la condizione che si vuole verificare dopo il riadattamento è:

$$\Delta_{xy} \geq p_{ij} g_{iy}$$

(equivalentemente si può imporre che:

$$\Delta_{xy} = \frac{p_{xy} g_{xy} m_p^2}{\sigma^2 R_{xy} SNR_{xy}} - \left\{ \frac{N_0 m_p E_w}{\sigma^2} + I_{UWBxy} \right\} = p_{ij} g_{iy}$$

Imporre tale condizione assicura che, trasmettendo sul link i-j a potenza p_{ij} , il rapporto segnale-rumore del link x-y diventa:

$$SNR_{xy} = \frac{p_{xy} g_{xy} m_p^2}{\left\{ N_0 m_p E_w + \sigma^2 I_{UWBxy} + p_{ij} g_{iy} \right\} R_{xy}} = \eta_{xy} + \mathbf{margine}$$

Ne risulta quindi che il nuovo rate R_{xy} dovrà essere:

$$R_{xy} = \frac{p_{xy} g_{xy} m_p^2}{\sigma^2 p_{ij} g_{iy} + \left\{ N_0 m_p E_w + \sigma^2 I_{UWBxy} \right\}} \frac{1}{SNR_{xy}}$$

Va detto quindi che qualora il rate calcolato fosse minore del rate minimo di non abbattimento, il link verrebbe abbattuto (o eventualmente mantenuto costante, se ci si

trovasse nel caso in cui $\frac{\Delta_{xy}}{g_{iy}} < p_{ij}$ e $\frac{\Delta_{xy}}{g_{iy}} \geq \Pi_{iQoS}$). Tutto ciò avviene nel caso presente,

in cui il link che si vuole instaurare è di tipo QoS, quindi a priorità più elevata rispetto ai links BE eventualmente abbattuti. Nel caso che a breve sarà trattato, dove la trasmissione da instaurare sarà di tipo BE, non avverrà alcun tipo di abbattimento, avendo i vari links la stessa priorità.

E' importante sottolineare come il calcolo del nuovo rate venga eseguito utilizzando il valore di interferenza calcolato nel momento in cui erano state inviate le varie AsI (segnale Δ_{info}). Qualche eventuale abbattimento avvenuto nel frattempo, avrebbe potuto condurre ad una situazione di interferenza migliore per alcuni links, per i quali si sarebbe potuto evitare il riadattamento. Ciò però non costituisce un problema in quanto, nella peggiore delle ipotesi, si sta considerando una situazione peggiore di quella effettiva, e quindi il dimensionamento risulterebbe comunque corretto.

Terminate allora le operazioni di riadattamento, ciascun ricevitore invia di ritorno il segnale EMTR_ACK con il quale avverte di aver espletato il comando ricevuto.

Effettuata quindi la procedura di “emergenza al trasmettitore”, ciascun ricevitore posto nel cluster di “i” avrà riadattato (ed eventualmente abbattuto) tutte le sue comunicazioni BE attive più limitanti del limite minimo non riadattabile (π_{iQoS}).

Risulta chiaro quindi che qualora la p_{ij} calcolata in precedenza fosse stata:

$$p_{ij} \leq \Pi_{iQoS}$$

allora dopo l'emergenza si potrà iniziare a trasmettere (poichè il limite vincolante imposto non era stato fornito da una trasmissione QoS, ma da una BE).

In caso contrario invece ($p_{ij} > \Pi_{iQoS}$) sarà necessario attivare una procedura di “emergenza al ricevitore”.

Non potendo perciò trasmettere al valore di potenza p_{ij} prima determinato, ci si attesta su un valore di potenza più basso, corrispondente proprio al limite minimo non riadattabile Π_{iQoS} . Con tale valore di potenza (che di per sé condurrebbe ad un SNR_{ij} ovviamente minore di quello voluto) si cerca, con la procedura di emergenza al ricevitore, di chiedere aiuto appunto al ricevitore per fare in modo di ottenere ugualmente l' SNR_{ij} richiesto ($SNR_{RIF} + \Delta$).

Per prima cosa si invia al ricevitore "j" il segnale S_{RTS} ; esso contiene indicazioni circa la potenza con la quale effettuare il calcolo dell' SNR_{ij} , il rate di trasmissione e il valore del rapporto segnale rumore voluto.

Dal momento che la procedura di emergenza al trasmettitore può aver condotto a degli abbattimenti che potrebbero eventualmente aver mutato positivamente la situazione di interferenza al ricevitore "j", prima di attivare la nuova procedura di emergenza, "j" calcola il valore attuale dell' SNR_{ij} e verifica se:

$$SNR_{ij} \geq \eta_{ij} + \text{margine}$$

se ciò non accade viene attivata la procedura di emergenza al ricevitore.

Attraverso quindi il segnale $EMRIC_COMM$ inviato in broadcast sul canale di segnalazione comune, si vanno a richiedere a tutti i trasmettitori posti nel cluster del ricevitore "j" ("i" escluso), di diminuire il loro rate di trasmissione sui loro links attivi di tipo BE. Tale abbassamento, effettuato a rapporto segnale rumore costante, produce un abbassamento della potenza in aria e quindi un abbassamento della potenza interferente: se tale abbassamento consente l'instaurazione del link i-j a potenza $p_{ij} = \Pi_{iQoS}$ allora la procedura ha avuto successo, altrimenti no.

La potenza p_{xy} del generico trasmettitore interferente x vale:

$$P_{xy} = \frac{SNR_{xy} \{N_0 m_p E_w + \sigma^2 I_{UWBxy}\} R_{xy}}{g_{xy} m_p^2}$$

L'abbassamento del rate da parte del nodo trasmettitore viene effettuato proporzionalmente alla sua distanza dal nodo "j".

La distanza da "j" è stimabile da parte del generico nodo interferente in base alla potenza con la quale giunge il segnale EMRIC_COMM; esso infatti è trasmesso sul canale comune alla potenza massima di segnalazione, nota a tutti i nodi della rete.

Ciascun nodo trasmettitore opererà quindi un abbassamento del suo bit-rate in base alla relazione:

$$R_{xy}' = R_{xy} \left(1 - \frac{\alpha}{d_{jx}}\right)$$

Si noti che, come prima detto, minore è la distanza tra il nodo interferente e "j", maggiore sarà la diminuzione conseguente del bit-rate. Chiaramente se il nuovo rate calcolato avrà valore minore del rate minimo di non abbattimento, il link BE verrà abbattuto.

La scelta fatta in sede di simulazione è stata quella di utilizzare un parametro $\alpha=1$, in modo tale che i trasmettitori posti ad 1 metro dal ricevitore andranno ad abbattere sicuramente i propri links BE, links che creeranno sicuramente molta interferenza al ricevitore "j".

A questo punto è bene notare una questione molto importante che mette in evidenza una notevole differenza che c'è tra questo tipo di emergenza e quella al trasmettitore prima analizzata. Infatti, nell'emergenza al ricevitore, i cambiamenti di rate vengono effettuati avendo preventivamente "salvato" i valori che si avevano in precedenza (cosa che non accadeva per l'emergenza al trasmettitore). Ciò permette, nell'eventualità che il calcolo

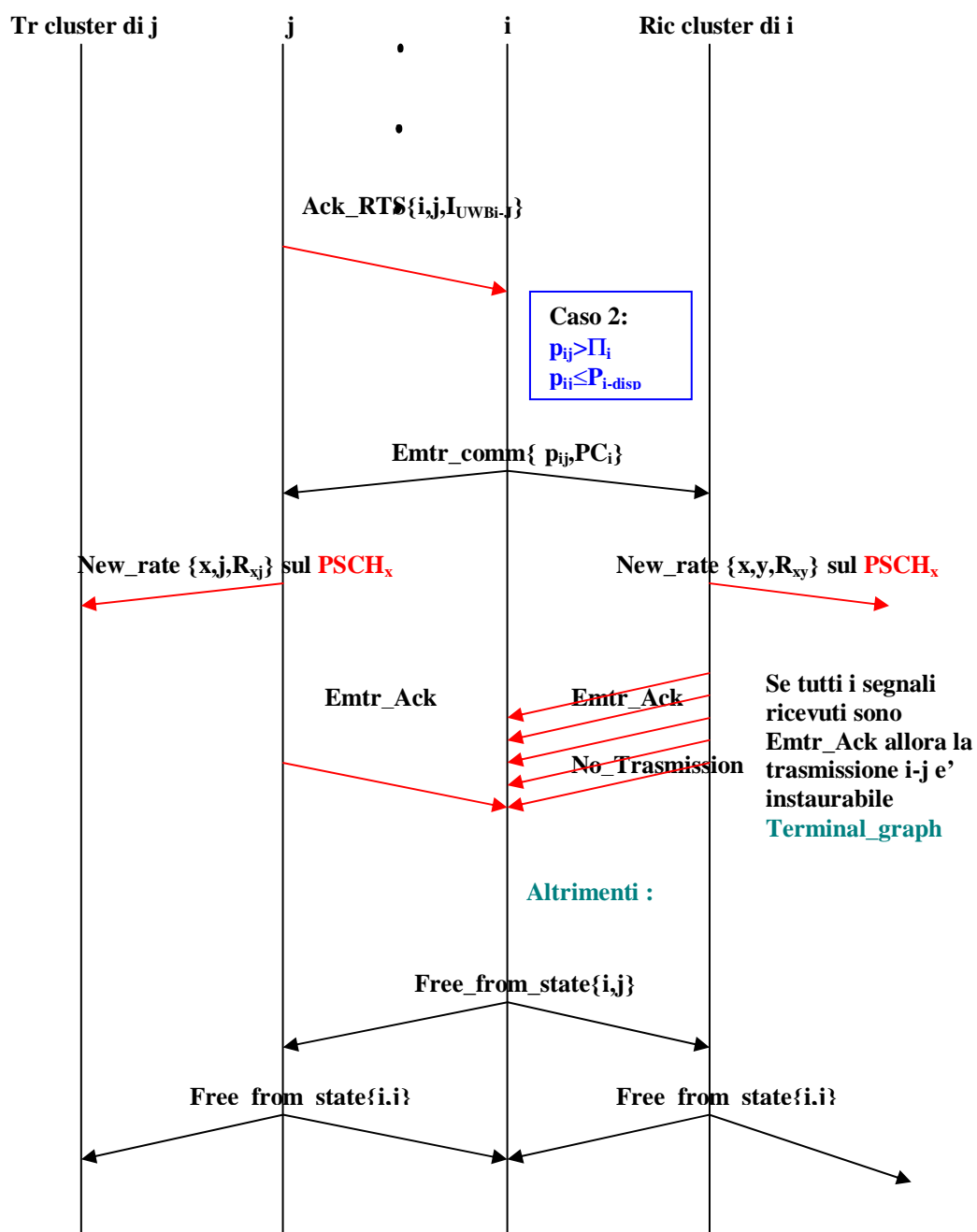
dell' SNR_{ij} non conduca al risultato sperato, di far sì che i nodi trasmettitori possano ripristinare il loro vecchio rate. Dunque, più che di un reale abbattimento (o riadattamento che sia), si deve parlare di una momentanea sospensione (o momentanea modifica) delle trasmissioni, in attesa di ricevere uno dei due segnali con i quali confermare le modifiche fatte oppure ripristinare i vecchi rate di partenza. Tale fenomeno prende il nome di “abbattimento (o riadattamento) virtuale”.

I due segnali ai quali si è fatto riferimento sono il segnale “CONFIRM_RATE” e il segnale “RATE_RECOVER”; entrambi contengono l'indice del nodo “i” che è il nodo escluso da questa procedura (le sue eventuali altre trasmissioni non producono infatti interferenza a “j” in quanto utilizzano codici ortogonali a C_{ij}).

Come è ovvio dal loro nome non è necessario approfondire il loro significato. Basta comunque notare che ciascuno di essi sancisce, rispettivamente, il successo o l'insuccesso della procedura di emergenza al ricevitore con la conseguente instaurazione o non istaurazione del link i-j.

CASO 2 : SET-UP LINK BE CON EMERGENZA AL TRASMETTITORE

Anche in questo caso la prima parte del diagramma è identica al caso 1) sino all'arrivo del segnale ACK_RTS, ossia fino alla verifica da parte del nodo "i" del soddisfacimento o meno dei vincoli:



Questo caso non differisce molto da quello ora analizzato, anzi, risulta sicuramente essere molto meno complicato. Infatti la differenza sostanziale sta nel fatto che nel caso di set-up di un link BE manca la procedura di emergenza al ricevitore. Tale scelta è dovuta sia all'esigenza di differenziare (anche a livello procedurale) le due classi di traffico, sia alla volontà di rendere più veloce il set-up di un link a priorità minore.

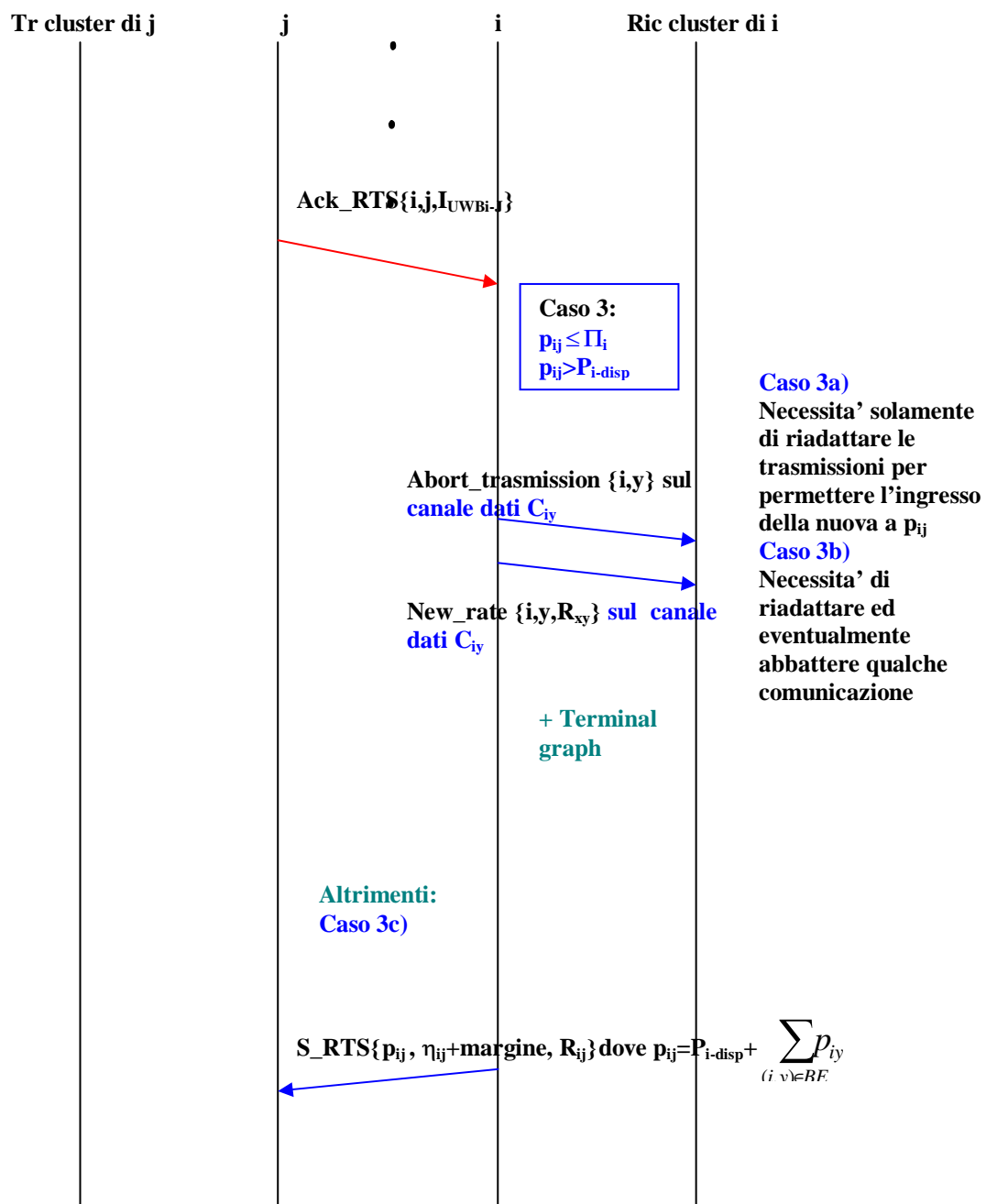
Altra differenza è comunque rappresentata dal fatto che durante la procedura di emergenza al trasmettitore, possono essere eseguiti solo riadattamenti del rate di altre trasmissioni e non, come nel caso precedente, anche eventuali abbattimenti. Questa differenza è dovuta al fatto che si stanno comparando dei links ad uguale priorità (fair).

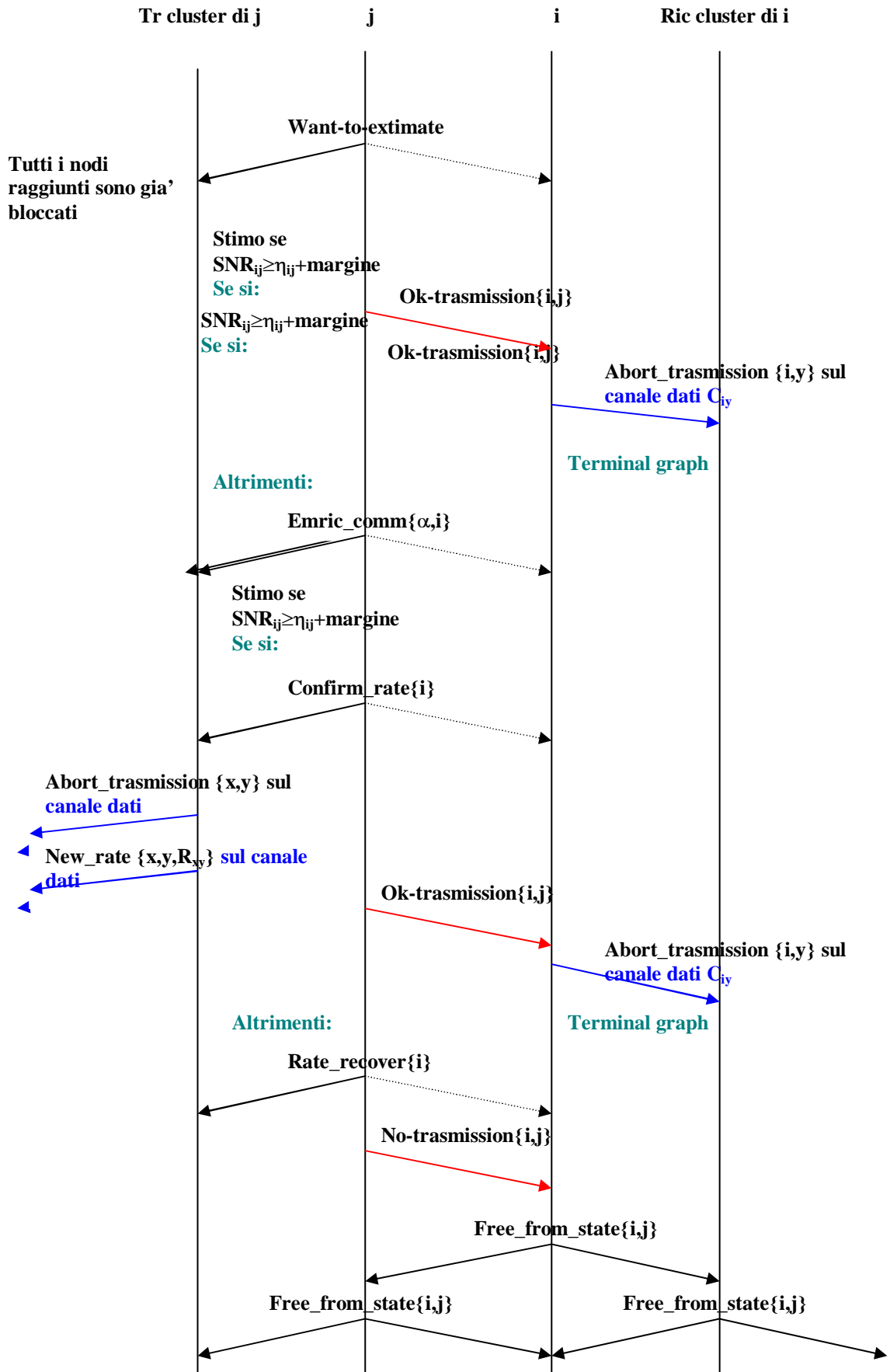
Graficamente tutto ciò è espresso dalla possibilità di ricevere, da uno o più nodi ricevitori impegnati nella procedura di emergenza al trasmettitore, un segnale di "NO_TRASMISSION", con il quale il generico ricevitore comunica ad "i" che non è stato possibile effettuare i riadattamenti necessari, e che dunque la trasmissione i-j non è instaurabile.

A questo punto si può proseguire con l'analisi dei casi possibili contemplati dal protocollo, introducendo il "riadattamento al nodo" tipico del terzo caso.

CASO 3 : SET-UP LINK QoS CON EMERGENZE AL NODO E AL RICEVITORE

Come al solito la prima parte del diagramma è identica al caso 1) sino all'arrivo del segnale "ACK_RTS", ossia fino alla verifica da parte del nodo "i" del soddisfacimento o meno dei vincoli imposti:





Questo caso avviene nella condizione in cui, dopo aver determinato il valore di potenza necessario all'instaurazione del link i-j:

$$p_{ij} > P_{i\text{-disp}}$$

$$p_{ij} \leq P_v$$

Ovvero il valore di potenza calcolato è compatibile con il valore di potenza massima sopportabile dai nodi ricevitori adiacenti al nodo "i", ma non è compatibile, essendo più grande, con quella "disponibile" del nodo. Si ricorda a tale proposito che la potenza "disponibile" rappresenta lo scarto tra la potenza massima emissibile dal nodo e la potenza che il nodo già impiega nelle altre sue comunicazioni attive.

In questo caso è il nodo stesso a procedere autonomamente ad una redistribuzione della risorsa impiegata nelle sue trasmissioni attive in modo da consentire, se possibile, l'ingresso della nuova comunicazione.

Il modo attraverso il quale si cerca di liberare potenza è la diminuzione del rate di trasmissione delle comunicazioni BE attive del nodo "i". C'è da dire inoltre che, come nel caso precedente, la politica di gestione della situazione cambia se il link i-j che si vuole instaurare è di tipo QoS o BE.

La modalità attraverso la quale si ridistribuisce la potenza uscente dal nodo relativa ai suoi links attivi è ben descritta dal seguente algoritmo:

Si calcola inizialmente la nuova potenza disponibile al nodo che si otterrebbe portando il rate delle comunicazioni BE al valore minimo di non abbattimento:

$$P'_{\text{disp}} = P_{\text{disp}} + \sum [p_{i-y \text{ BE}} - p_{i-y \text{ BE}}(R_{\text{min}})]$$

Se $p_{ij} \leq P'_{\text{disp}}$ allora i riadattamenti "virtuali" vengono resi effettivi. Quindi si ridistribuisce equamente la potenza che avanza ($P'_{\text{disp}} - p_{ij}$) alle comunicazioni BE consentendo loro di rievolvere il rate di una certa quantità, e si instaura il nuovo link alla

potenza p_{ij} (questo caso, sul grafico relativo, viene indicato come caso 3 a)). E' importante sottolineare come lo scarto di potenza che viene riassegnato alla fine deve essere tale da non eccedere il valore di potenza che si aveva prima che il riadattamento avesse luogo: questo per ragioni di interferenza da accesso multiplo.

Se invece $p_{ij} > P'_{disp}$, allora si calcola la nuova potenza disponibile al nodo che si otterrebbe abbattendo tutte le sue comunicazioni BE:

$$P''_{disp} = P_{disp} + \sum p_{i-y \text{ BE}}$$

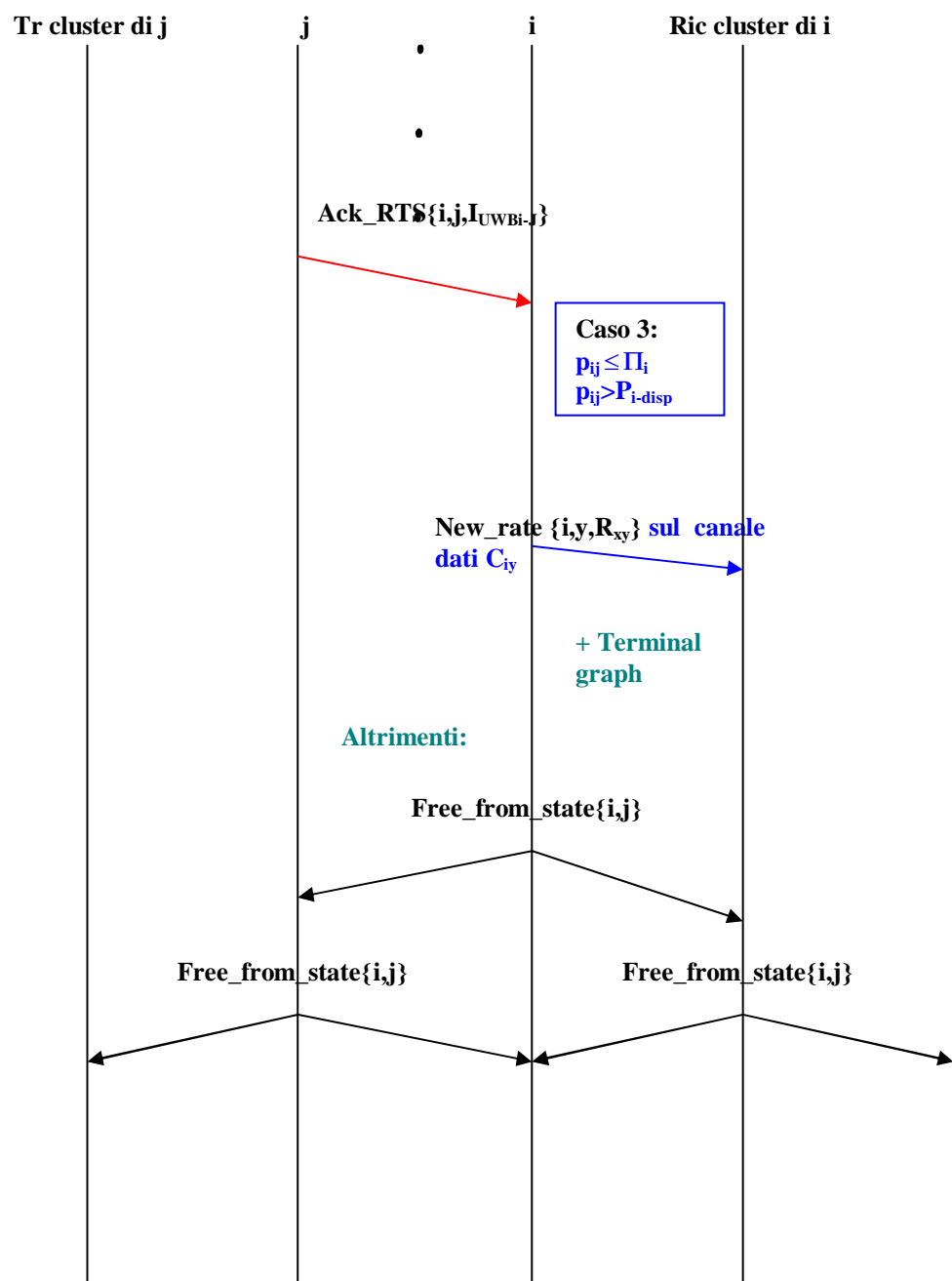
Se $p_{ij} \leq P''_{disp}$ allora i riadattamenti "virtuali" vengono resi effettivi. Quindi se avanza potenza tale scarto viene ridistribuito in maniera equa tra le comunicazioni BE (in questo caso, contrariamente a prima, prevedibilmente qualche BE abbandonerà prematuramente la rete: lo scarto che avanza infatti sarà tale da permettere di essere al di sopra del rate minimo solo a qualcuna delle comunicazioni BE).

Se invece $p_{ij} > P''_{disp}$, allora ci si attesta sul valore di potenza massimo liberabile, che sarà P''_{disp} , e con questo nuovo valore per p_{ij} si attiva una procedura di "emergenza al ricevitore". A questo punto l'analisi di ciò che succede in tale situazione è identica a quella già vista per il caso 2) QoS, con la sola differenza che il valore di potenza che questa volta si utilizza è, come specificato, P''_{disp} . L'unica cosa sulla quale è necessario porre l'attenzione riguarda il fatto che gli eventuali abbattimenti delle comunicazioni BE nelle quali "i" è impegnato sono eseguiti se e solo se la procedura di emergenza al ricevitore va a buon fine, ossia solo dopo la ricezione del segnale OK_TRASMISSION. Ciò significa che la procedura di emergenza al ricevitore è attivata con un valore di potenza "virtuale": tale cosa è resa possibile dal fatto che le trasmissioni attive del nodo "i" non influenzano il calcolo dell'interferenza in "j"; esse avvengono, infatti, utilizzando codici ortogonali al codice C_{ij} con il quale tale interferenza viene calcolata;

quindi considerarle “già abbattute” non costituisce errore dal momento che il loro contributo di interferenza sarebbe comunque nullo.

CASO 3 : SET-UP LINK BE CON EMERGENZA AL NODO

E' superfluo dire che la prima parte del diagramma è sempre la stessa:



Come già visto nel caso 3) QoS, l'unica via percorribile per consentire l'instaurazione del link BE è la redistribuzione della risorsa fra le comunicazioni attive del nodo "i". Contrariamente a prima però, avendo il link che si vuole instaurare la stessa priorità dei link che si tenterà di riadattare, qualora tale riadattamento non conceda abbastanza risorsa al link entrante, non si effettuerà alcun abbattimento. Sarà invece il nuovo link i-j a dover rinunciare all'instaurazione.

La modalità attraverso la quale si ridistribuisce la potenza uscente dal nodo relativa ai suoi link attivi è ben descritta dal seguente algoritmo:

Si calcola inizialmente la nuova potenza disponibile al nodo che si otterrebbe portando il rate delle comunicazioni BE al valore minimo di non abbattimento:

$$P'_{disp} = P_{disp} + \sum [p_{i-y BE} - p_{i-y BE}(R_{min})]$$

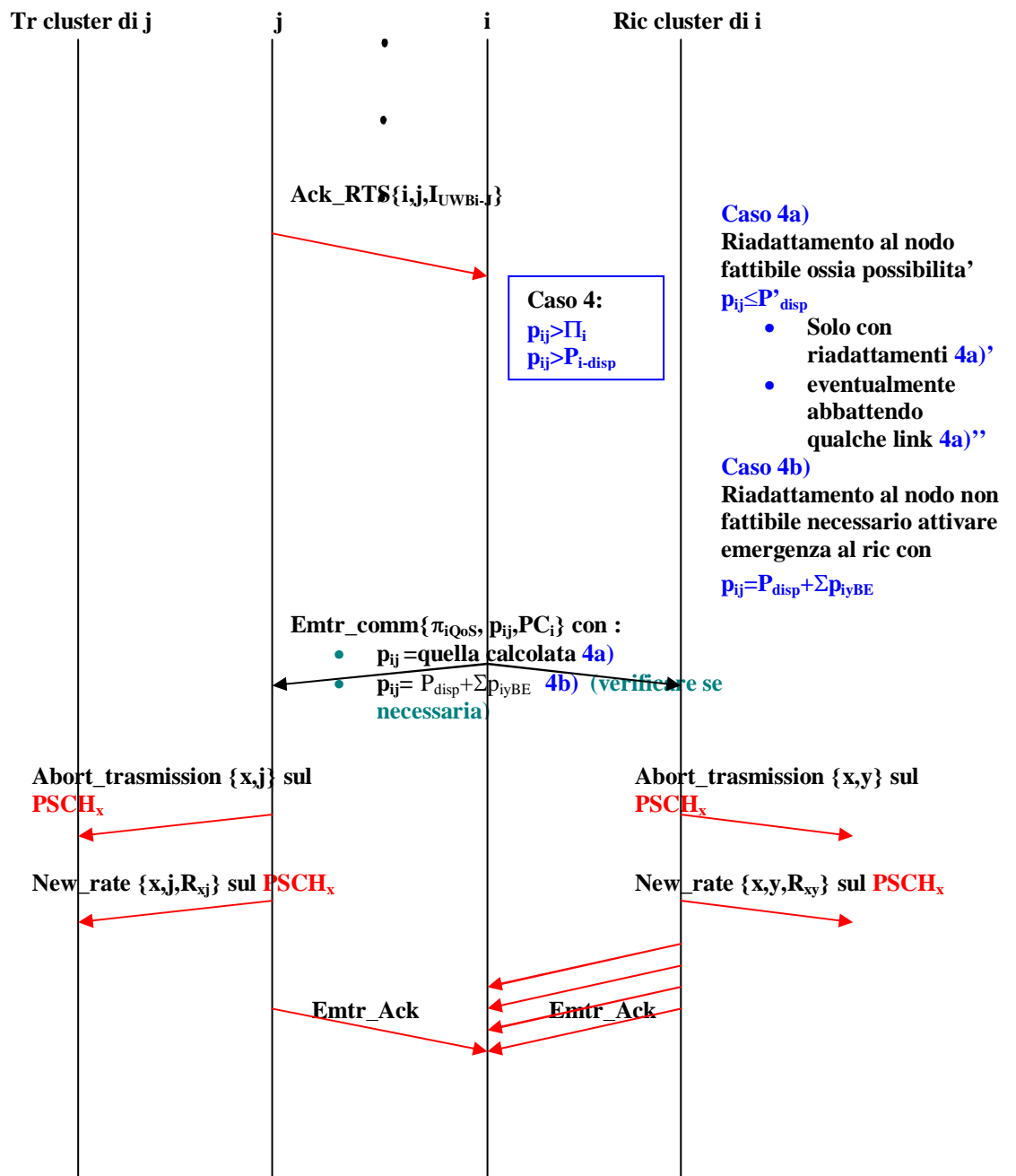
Si porta inoltre al valore corrispondente al rate minimo anche la potenza p_{ij} : questo perché il link i-j è di tipo BE come gli altri che sono stati "virtualmente" riadattati.

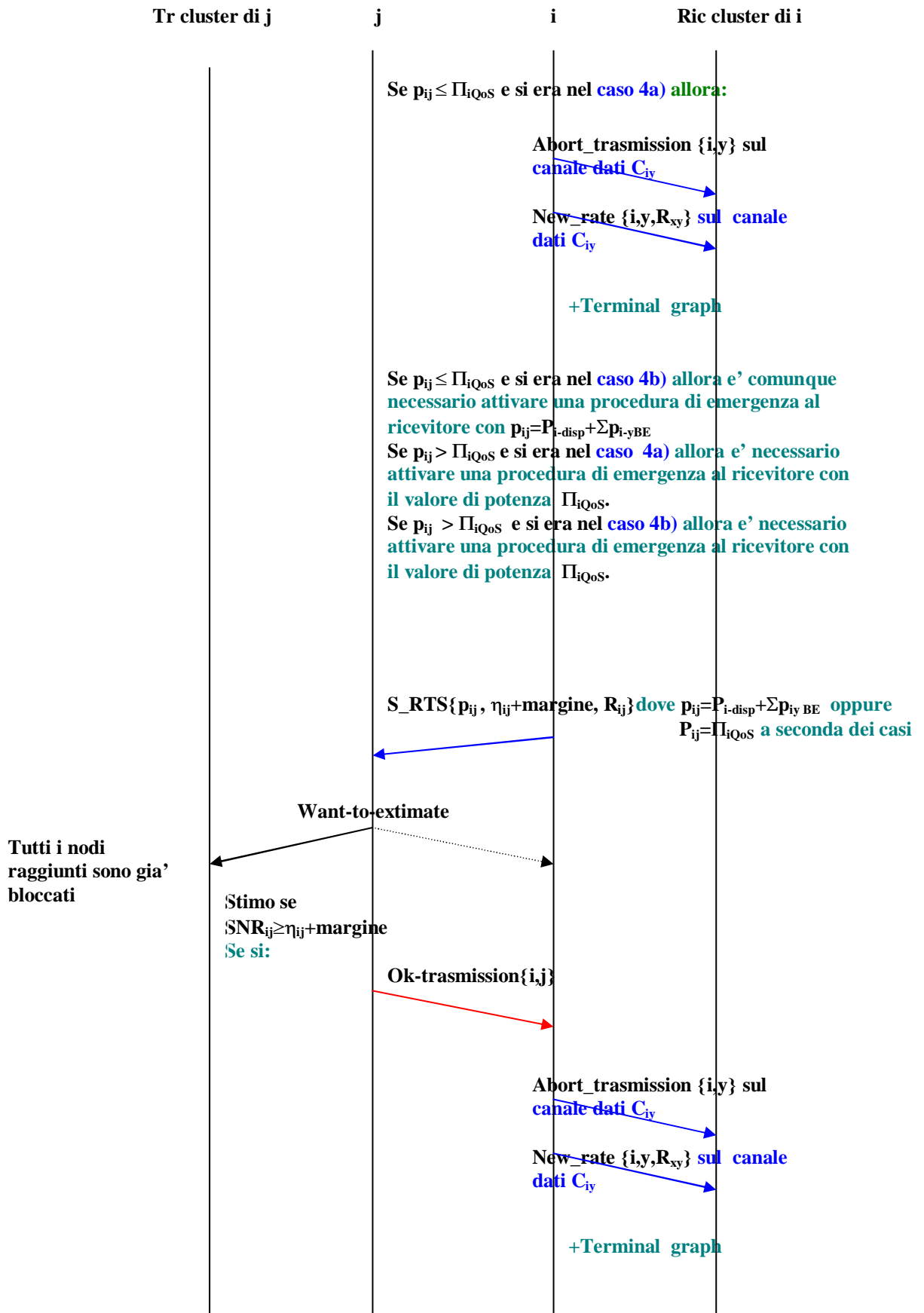
Se $p_{ij}(R_{min}) \leq P'_{disp}$ allora i riadattamenti "virtuali" vengono resi effettivi. Quindi si ridistribuisce equamente la potenza che avanza $P'_{disp} - p_{ij}(R_{min})$ fra le comunicazioni BE, compresa la comunicazione i-j che si vuole instaurare, consentendo loro di rilevare il rate di una certa quantità. Al solito va adottato l'accorgimento di non concedere al generico link i-y più potenza di quanta non ne avesse prima del riadattamento.

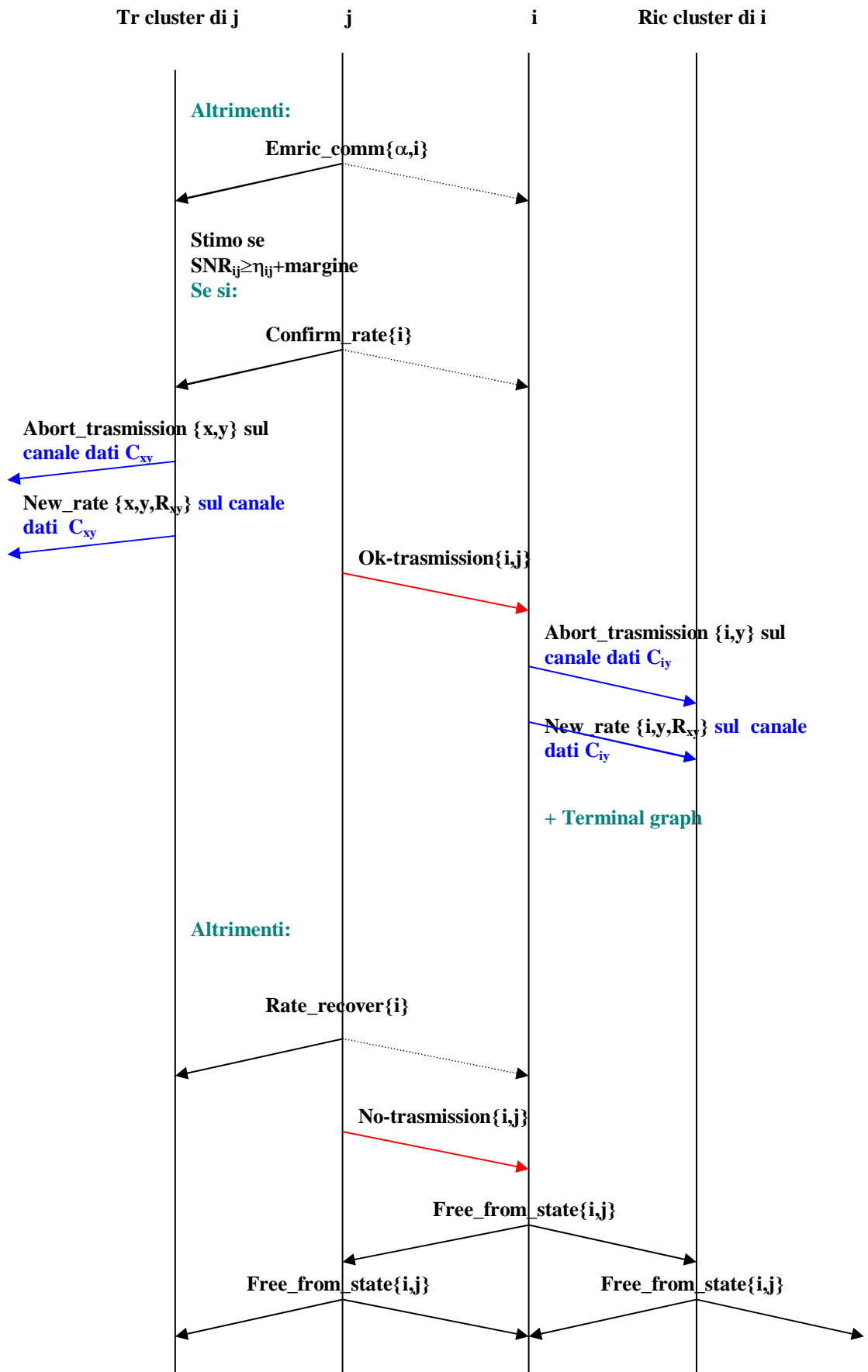
Se invece $p_{ij}(R_{min}) > P'_{disp}$, allora non è possibile instaurare il nuovo link i-j: questa decisione viene presa in quanto, se si provasse ad agire come fatto in precedenza, si andrebbe ad eliminare un link già esistente avente stessa priorità del link i-j, venendo meno a quanto detto riguardo la gestione del fair.

CASO 4 : SET-UP LINK QoS CON MANCATO SODDISFACIMENTO DI ENTRAMBI I VINCOLI

Si mostra di seguito la seconda parte del diagramma, essendo la prima nota.







Quest'ultimo caso rappresenta l'unione dei casi 2) e 3) appena visti, in quanto le condizioni ad esso associate comprendono ambedue i casi ai quali si fa riferimento:

$$p_{ij} > P_v$$

$$p_{ij} > P_{i\text{-disp}}$$

Come si può notare, se prima almeno una delle due condizioni era soddisfatta ai fini dell'instaurazione del link i-j, adesso sono tutte e due vincolanti per il setup.

Dovranno dunque essere eseguite entrambe le procedure di emergenza al nodo e al trasmettitore, ed eventualmente anche la procedura di emergenza al ricevitore. Quest'ultima potrebbe dover essere attivata in seguito alla non riuscita di una o entrambe le procedure al nodo e al trasmettitore.

Tale ultimo caso (indubbiamente il più complicato) viene analizzato come segue:

Inizialmente si verifica la fattibilità del riadattamento al nodo; ovvero, se è possibile, diminuendo il rate di trasmissione delle comunicazioni BE in cui il nodo funge da trasmettitore, si cerca come visto di liberare la risorsa in modo tale da consentire l'ingresso della nuova comunicazione i-j alla potenza p_{ij} calcolata.

Se questo è fattibile (caso 4 a)), se cioè si riesce ad elevare $P_{i\text{-disp}}$ tanto da far sì che diventi

$$p_{ij} \leq P_{i\text{-disp}},$$

non viene effettuata in maniera concreta nessuna variazione di rate. Si procede infatti all'attivazione della successiva procedura di emergenza al trasmettitore (per modificare la condizione $p_{ij} > P_v$), e solo dopo aver verificato che essa sia andata a buon fine si rendono effettive le variazioni di rate al nodo "i".

Qualora invece l'emergenza al trasmettitore non desse l'esito sperato, sarebbe necessario attivare una procedura di emergenza al ricevitore con valore di potenza pari a Π_{iQoS} . Solo se quest'ultima andasse a buon fine, verrebbero effettuate le variazioni sul rate delle comunicazioni BE del nodo "i". E' importante notare, in questo caso, che essendo entrati in rete ad un valore di potenza più basso di p_{ij} (ovvero Π_{iQoS}) sarebbe necessario liberare una minore potenza di quella preventivata all'inizio, cosa che a maggior ragione non costituisce problemi.

Se invece non avesse buon esito il riadattamento al nodo (caso 4 b)) e quindi, pur avendo aumentato il più possibile P_{i-disp} , valesse ancora

$$p_{ij} > P_{i-disp},$$

allora verrebbe attivata una procedura di emergenza al ricevitore indipendentemente dall'esito dell'emergenza al trasmettitore.

C'è da dire comunque che con il valore di potenza massimo liberabile calcolato nell'emergenza al nodo ($P''_{i-disp} = P_{i-disp} + \sum p_{i-y BE}$) va verificato se è necessario attivare la procedura di emergenza al trasmettitore.

Se non fosse necessario ($\underline{P''_{i-disp}} \leq P_v$) si effettuerebbe direttamente la procedura di emergenza al ricevitore col valore di potenza P''_{i-disp} .

Se invece risultasse necessario ($\underline{P''_{i-disp}} > P_v$) la procedura di emergenza al trasmettitore andrebbe attivata col valore di potenza P''_{i-disp} .

A questo punto si verificherebbe una delle due seguenti situazioni:

- $P''_{i-disp} \leq \Pi_{iQoS}$: questo comporta che l'emergenza al trasmettitore andrà sicuramente a buon fine, e sarà quindi necessario attivare la procedura di emergenza al ricevitore con il valore di potenza $P''_{i-disp} (\leq \Pi_{iQoS})$;

- $P''_{i\text{-disp}} > \Pi_{iQoS}$: segnala che l'emergenza non andrà a buon fine e sarà necessario attivare la procedura di emergenza al ricevitore con il valore di potenza Π_{iQoS} .

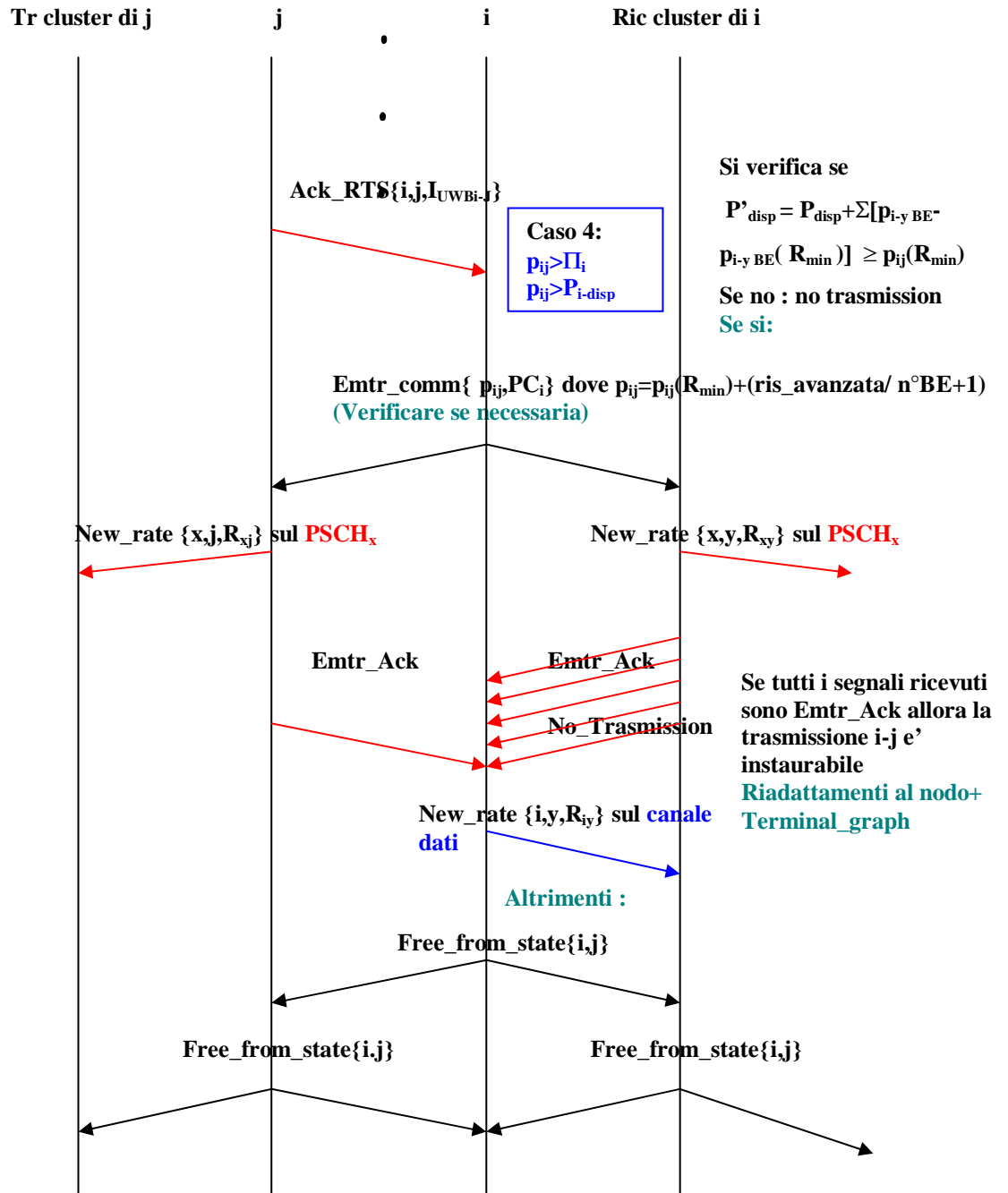
Quindi si capisce come la procedura di emergenza al ricevitore andrà attivata indipendentemente dall'esito della procedura di emergenza al trasmettitore. Da tale esito però dipenderà il valore di potenza con il quale la procedura di emergenza al ricevitore verrà attivata.

Come al solito le variazioni sui rate delle comunicazioni attive del nodo "i" saranno eseguite in maniera effettiva solo quando si avrà la certezza che la procedura di emergenza al ricevitore porterà all'instaurazione del link i-j.

E' fondamentale sottolineare e ribadire come sia possibile fare tutto questo, sulla base del fatto che le varie comunicazioni BE del nodo "i" non vengono mai coinvolte in nessuna delle procedure di emergenza al trasmettitore e di emergenza al ricevitore.

CASO 4 : SET-UP LINK BE CON MANCATO SODDISFACIMENTO DI ENTRAMBI I VINCOLI

Si nota la seconda parte del diagramma.



Inizialmente si verifica se la potenza disponibile al nodo, ottenuta dopo aver portato al rate minimo le comunicazioni BE attive, sia tale da consentire l'ingresso al rate minimo della nuova comunicazione.

$$P'_{\text{disp}} = P_{\text{disp}} + \Sigma[p_{i-y \text{ BE}} - p_{i-y \text{ BE}}(R_{\text{min}})] \geq p_{ij}(R_{\text{min}})$$

Se ciò non si verifica, vuol dire che non esistono le condizioni per instaurare il link i-j, quindi il nodo "i" procederà all'invio del segnale di sblocco dei nodi impegnati nel suo set-up ("FREE_FROM_STATE") e analogamente faranno i nodi ricevitori posti nel suo cluster.

Se invece è verificato che:

$$P'_{\text{disp}} \geq p_{ij}(R_{\text{min}})$$

e avanza una certa quantità di potenza, questa va equamente ridistribuita fra le comunicazioni BE già presenti al nodo "i" (link i-j compreso); il loro rate potrà rielevarsi di una certa quantità rispetto a quello minimo. E' importante ribadire ancora una volta come al momento nessuna variazione sui rate sia stata effettiva: tutto viene eseguito via software in maniera "virtuale".

Col valore di potenza:

$$p_{ij} = p_{ij}(R_{\text{min}}) + \left(\frac{\text{ris}_{\text{avanzata}}}{n^{\circ} BE_i + 1} \right)$$

si verifica se sia necessario attivare la procedura di emergenza al trasmettitore:

$$p_{ij} = p_{ij}(R_{\text{min}}) + \left(\frac{\text{ris}_{\text{avanzata}}}{n^{\circ} BE_i + 1} \right) > \Pi_i$$

e nel caso in cui lo sia, viene attivata proprio con tale valore di potenza.

Nel caso in cui invece non sia necessaria, la comunicazione può instaurarsi direttamente.

Se successivamente l'emergenza al trasmettitore va a buon fine, allora è possibile instaurare la nuova comunicazione, altrimenti il link $i-j$ non si instaura e il set-up della comunicazione BE si considera fallito.

PAR. 3.3 INSERIMENTO DEL MULTI-HOP NEL PROTOCOLLO

Abbiamo fin qui visto dettagliatamente la descrizione del protocollo a partire dallo STEP 1, cioè è stato mostrato il protocollo per una rete single-hop. Vediamo ora come sfruttando le stesse procedure si inserisce il multi-hop. Precisiamo sin da subito che la tecnica non differisce per le due classi di servizio (QoS e BE) e inoltre il numero massimo di hop è pari a due. Quest'ultimo concetto dipende dal fatto che ci troviamo, in questo strato protocollare, a far comunicare nodi la cui distanza non supera i dieci metri che come spiegheremo nel capitolo successivo dedicato al dimensionamento è proprio il raggio del cluster.

Ultima premessa da fare riguardante il protocollo è la scelta, fissata ma che può essere resa parametrica secondo dei criteri basati sull'interferenza, sulla potenza e comunque sulla ottimizzazione delle prestazioni, di una distanza al di sotto della quale il multi-hop è escluso, questa distanza è pari a quattro metri.

Fatte queste premesse, vediamo ora il funzionamento del protocollo.

Nella parte iniziale di questo capitolo è stato fatto cenno ad una fase di pre set-up composta da tre punti che riportiamo per chiarezza: il primo riguarda la determinazione della distanza che intercorre tra trasmettitore e ricevitore; il secondo si occupa di decidere se effettuare o no un secondo hop per raggiungere il ricevitore, in caso affermativo (cioè quello che ci interessa) si sceglie un nodo intermedio, altrimenti si

interrompe il pre set-up e si dà luogo all'instaurazione della connessione diretta come già sufficientemente spiegato; infine la terza fase è quella di tentare un duplice set-up tra trasmettitore e nodo intermedio e tra nodo intermedio e ricevitore con le procedure spiegate nel precedente paragrafo.

Iniziamo con la descrizione di quanto appena detto con un esempio:

prendiamo due nodi la cui distanza reciproca non sia al di sotto dei quattro metri, chiamiamoli "i" e "j" sappiamo che essi sono in grado di calcolare la loro distanza!, infatti, essi conoscono sia l'attenuazione del canale in base al modello matematico proposto da Okumura [12] sia la potenza alla quale il nodo sta trasmettendo. Anche qua, come è stato detto precedentemente, questi segnali sono trasmessi sul CSCH che ricordiamo essere il canale di segnalazione comune dove non vi è alcun controllo di potenza e dove tutti i messaggi vengono trasmessi alla medesima potenza.

A questo punto entra in gioco il punto due: cioè la procedura per la ricerca del nodo che farà da intermediario per la comunicazione. L'algoritmo per la ricerca del nodo che fa da ponte che chiameremo "k" è il seguente, esso si basa su quattro criteri di ricerca che ora descriveremo.

Il primo criterio fa una scansione dei nodi in stand-by presenti nel sottocluster del trasmettitore (in blu) come indicato in figura uno in maniera tale che il candidato nodo intermedio (in rosso) si trovi ad una distanza che, sia dal trasmettitore che dal ricevitore (in giallo) sia al di sotto del 66% della distanza tra ricevitore e trasmettitore.

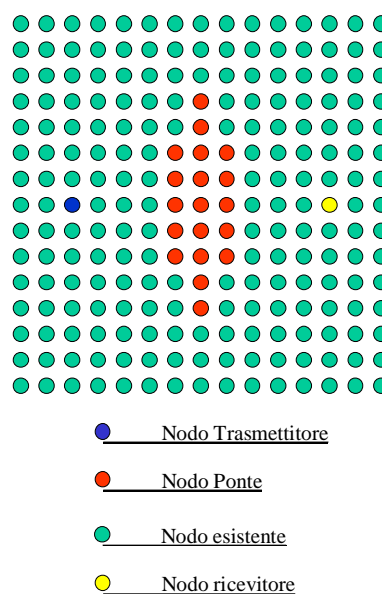


Figura 1

Il secondo criterio è simile al primo ma si differenzia dal fatto che la distanza del nodo intermedio dai nodi trasmettitore e ricevitore sia al di sotto del 75% come mostrato in figura due, quindi un criterio meno restrittivo del primo.

Il terzo criterio sceglie un nodo la cui distanza da trasmettitore e ricevitore sia al di sotto del 75% e la caratteristica di questo nodo é che esso sia solo un trasmettitore, ciò perché un trasmettitore sceglie codici ortogonali al momento dell'instaurazione delle connessioni e per tale motivo si presume che il livello di interferenza che apporterà la nuova trasmissione al nodo intermedio sia quindi basso a tal punto da sperare che la comunicazione si instauri con successo.

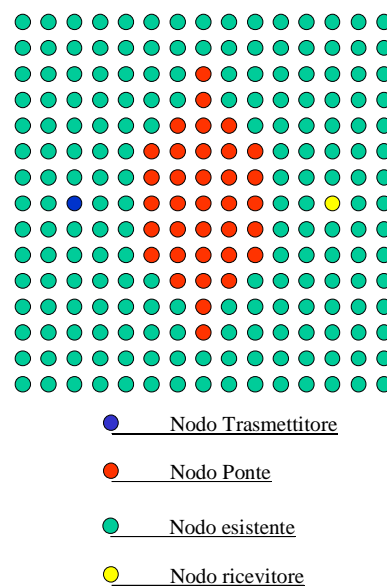


Figura 2

Infine il quarto criterio sceglie il nodo che farà da ponte nella comunicazione in maniera che la sua distanza dai nodi trasmettitore e ricevitore sia al di sotto del 75% della distanza tra trasmettitore e ricevitore e in particolare che questo nodo abbia il delta minimo (ASI) più grande degli altri nodi candidati, ovvero che riesca a gestire la comunicazione con un livello di interferenza più basso rispetto a tutti gli altri nodi.

Facciamo notare inoltre che non è esclusa l'instaurazione di un comunicazione diretta a più di quattro metri, mentre è esclusa la tecnica di multi-hop per i nodi al di sotto di questa distanza. Infatti, se non esiste nessun nodo sul quale far transitare la trasmissione, magari per una scarsa popolazione di nodi, si cerca comunque di instaurare un collegamento diretto.

A questo punto, una volta scelto il nodo intermedio si esegue il protocollo single-hop rispettivamente per i link i-k e k-j, chiaramente nella fase di set-up i tre nodi rimarranno bloccati (BUSY) per non accettare altre richieste di set-up.

Un'ulteriore osservazione sta nel fatto che se il link instaurato appartiene alla classe di servizio BE sarà soggetto a riadattamento e per questo ci saranno delle lievi differenze nel protocollo descritto nei paragrafi precedenti. Infatti per quanto riguarda le procedure di emergenza si dovrà tenere conto di aggiornare il bit-rate su entrambi i link o eventualmente di abatterli entrambi nel caso che una comunicazione a priorità maggiore abbia bisogno di ciò per istaurarsi.

Qui di seguito riportiamo uno schema che chiarisce come il nodo trasmettitore acquisisce le informazioni sulla localizzazione, relative a lui e al ricevitore, dei nodi presenti nel suo sottocluster.

Sono presenti due messaggi che si appoggiano sul CSCH e sono:

Richiesta distanza = Richiede la distanza del nodo che riceve il messaggio da
chi lo ha trasmesso

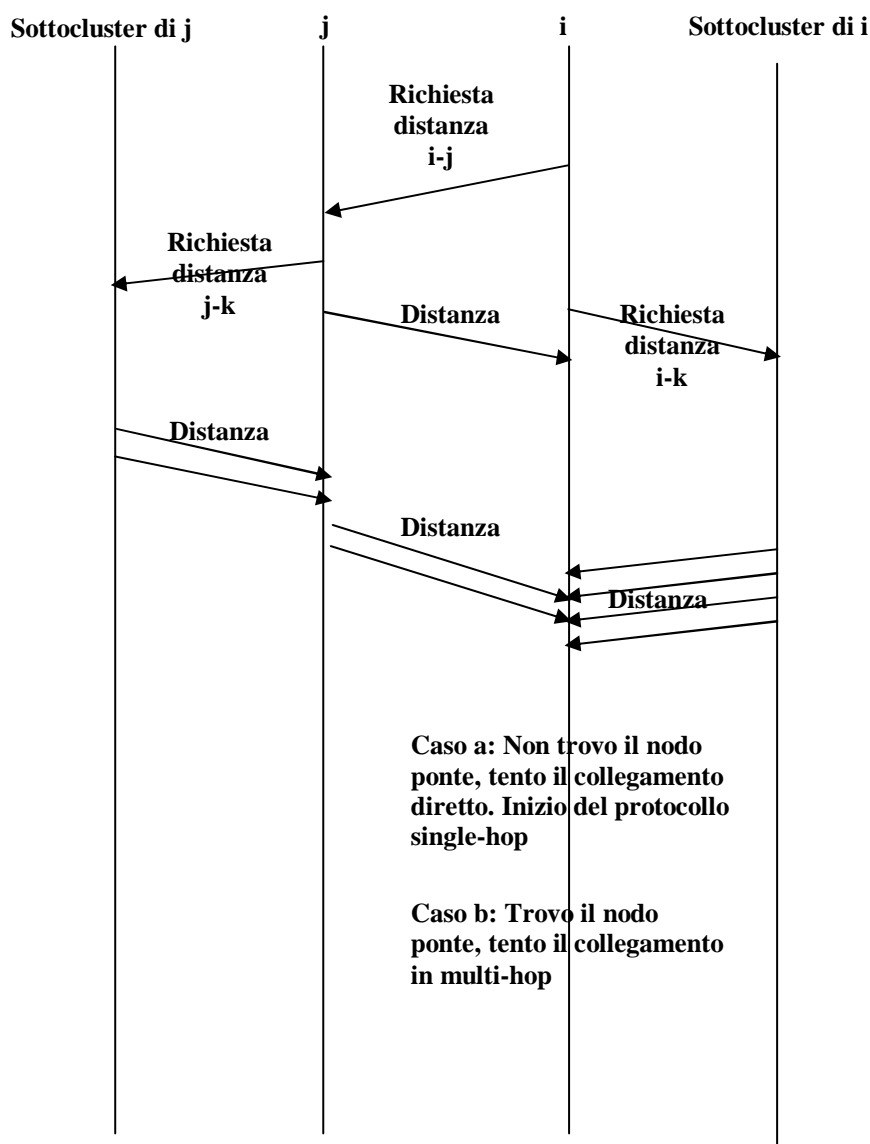
Distanza = Fornisce l'informazione richiesta

Alla fine della procedura per individuare il nodo ponte ci troviamo di fronte a due casi:

Caso a : Il nodo per effettuare il multi-hop non è stato trovato, si dà inizio alla procedura single-hop.

Caso b : Il nodo per effettuare il multi-hop è stato trovato, tento il collegamento i-k e se questo va a buon fine tento successivamente il collegamento k-j, entrambi i link che vado ad istaurare lo fanno basandomi sul protocollo single-hop come descritto nel paragrafo precedente.

Notiamo infine che non serve un sistema per la localizzazione dei nodi, ciò evita per esempio l'uso di un GPS.



Si nota che il nodo "i" riceve la distanza(i-k) dei nodi appartenenti al suo sottocluster e la distanza (j-k) dei nodi appartenenti al sottocluster del ricevitore. In questa maniera tramite dei semplici conti riesce ad individuare i nodi candidati, e successivamente mediante un'interrogazione di questi in maniera sequenziale secondo i criteri poco fa esposti sceglie il nodo intermedio.

CAPITOLO 4

DIMENSIONAMENTO DELLA CELLA UWB

PAR. 4.1 INTRODUZIONE AL DIMENSIONAMENTO

Per dimensionamento della cella di tipo UWB, si intende determinare il raggio di copertura (**raggio del cluster**) di un trasmettitore UWB, fissato il SNR al ricevitore e la potenza in uscita al trasmettitore stesso. Ossia bisogna andare a considerare un trasmettitore che irradia potenza in aria secondo la tecnica UWB già analizzata nel capitolo uno. Dopodiché, fissata la potenza massima che tale apparecchio elettronico è in grado di fornire al segnale uscente, e fissata la qualità minima accettabile del segnale che si vuole avere in ricezione (SNR al ricevitore), è possibile, mediante le formule caratteristiche della trasmissione di tipo UWB già viste nel primo capitolo, andare a calcolare effettivamente quale sia la distanza che un trasmettitore UWB può coprire nell'ambiente considerato, trasmettendo a max. potenza e rispettando la qualità minima del segnale, che giunge al ricevitore, precedentemente posta.

Per giustificare quindi il dimensionamento che a breve verrà esposto, occorre andare a chiarire proprio questi vincoli imposti, sia sulla qualità del segnale in ricezione, sia sulla max. potenza trasmissibile dal generico trasmettitore UWB.

Riguardo il primo punto, la risposta sarà data nel successivo paragrafo, in cui verranno fissati appunto i parametri utilizzati per effettuare il dimensionamento, tra cui proprio il SNR in questione.

Per quanto riguarda invece il secondo dei due punti, bisogna prendere in considerazione il vincolo che viene imposto dalla regolamentazione dell'FCC parte 15, riguardo la massima potenza UWB che può essere presente in aria affinché non vengano disturbate le trasmissioni di altro tipo.

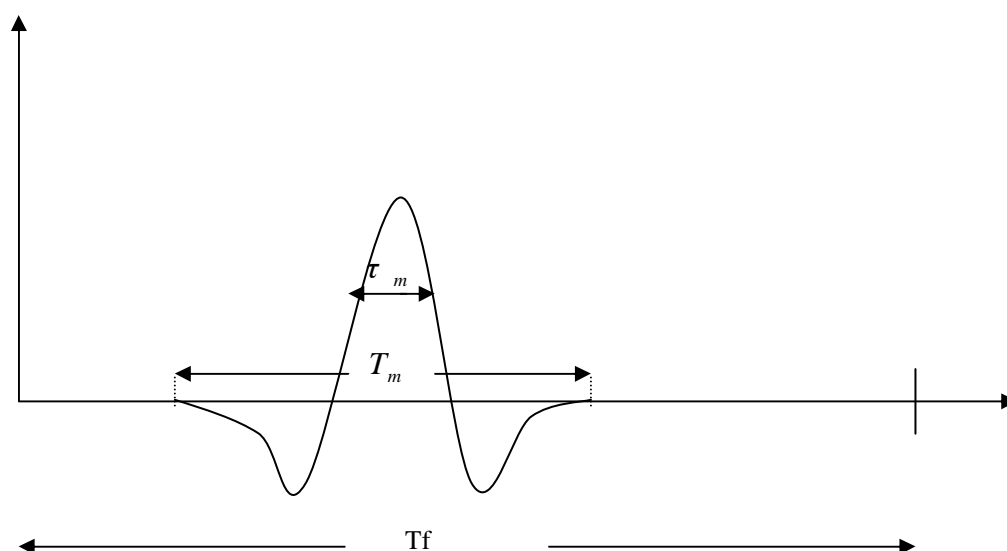
Difatti tale regolamentazione pone un vincolo proprio sulla potenza di tipo UWB che può essere presente nell'ambiente, oltre la quale si vanno a disturbare le trasmissioni di tipo diverso dall'UWB, le quali vengono effettuate a potenze decisamente più elevate; se quindi la potenza UWB che viene misurata in aria dovesse superare tale limite, accadrebbe che le trasmissioni UWB creerebbero troppa **interferenza** agli altri tipi di trasmissione, così da fare in modo che queste ultime siano disturbate da un tipo di trasmissione che, per sua caratteristica intrinseca, sfrutta una larga banda e una bassa potenza proprio per usare le stesse frequenze delle altre trasmissioni senza provocare loro interferenza.

Il limite imposto dunque da questa regolamentazione è fissato sui $12 \eta\text{W/MHz}$. Tale limite non è univoco, nel senso che i valori da non superare sono in realtà due, a seconda della frequenza centrale utilizzata dalla trasmissione; il limite sopra riportato è quello però che è stato scelto per il dimensionamento, in quanto risulta essere il più stringente tra i due, e ci si è voluti mettere proprio nel caso peggiore per essere sicuri dei risultati ottenuti.

Un aspetto importante da dover tenere in considerazione riguarda il fatto che il limite FCC fissato è relativo ad un valore medio di potenza. Per un'ipotesi di scelta si è definito, considerando la forma dell'impulso UWB (per comodità, di seguito riportata), che tale valore venisse “mediato” su un intervallo di tempo pari al T_f . Tale scelta è

giustificata sulla base del fatto che si è definita come potenza media del monociclo la sua ampiezza elevata al quadrato e mediata sul tempo di ciclo T_f .

$$P_{\text{media}} = \frac{1}{T_f} * \int_{T_f} v^2(t) * dt \text{ , dove } v(t) \text{ rappresenta la forma del monociclo:}$$



Altra considerazione di non minore entità riguarda un fatto da osservare attentamente: infatti non è difficile rendersi conto che il limite della potenza in aria imposto dall'FCC dipende fortemente dalla banda del segnale UWB utilizzato. Questa osservazione è notevolmente importante, ed ha dei risvolti immediati nel dimensionamento della cella: infatti si nota che a seconda della banda del segnale scelto, si avrà un diverso limite di potenza max. che può essere presente in aria. E poiché, come si vedrà nei successivi paragrafi, si andranno a considerare due diversi tipi di impulsi UWB per poi metterli a confronto, si dovrà tener conto di ciò nel fissare il limite FCC sulla potenza, per ognuno dei due impulsi.

L'aspetto che però sarà comune ad ambedue i tipi di segnale riguarderà il fatto che la potenza massima (uscente dal trasmettitore) con la quale poi verrà effettuato il

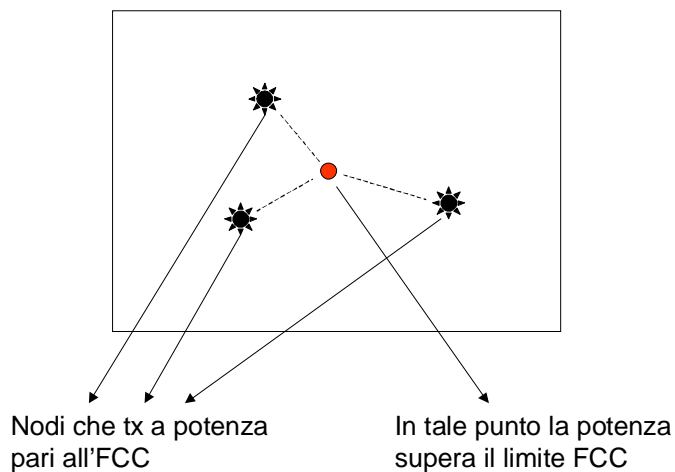
dimensionamento, sarà posta proprio pari a tale limite FCC: ecco come nasce il limite imposto sulla potenza max. uscente dal trasmettitore. C'è da dire, per la verità, che se con "x" si indica il limite FCC sulla potenza, e con " $P_{n \max}$ " la potenza del trasmettitore con la quale poi verrà fatto il dimensionamento, in realtà si va a porre $P_{n \max} = x/2$, e non $P_{n \max} = x$. Questo perché la potenza uscente dal trasmettitore riguarda due diverse "categorie": i "dati" e la "segnalazione". E poiché un generico trasmettitore deve poter essere in grado di trasmettere contemporaneamente tanto la segnalazione quanto i dati (e questo è possibile farlo semplicemente trasmettendo durante un intervallo di tempo T_f due impulsi distinti e separati), è necessario andare a fare il dimensionamento sulla base di una potenza max. uscente dal trasmettitore pari alla metà del limite FCC imposto: quindi si porrà in seguito $P_{n \max} = x/2$. Inoltre è necessario sottolineare che la potenza uscente dal nodo trasmettitore viene equamente suddivisa al 50% tra "dati" e "segnalazione" (si sarebbero ad esempio potute scegliere proporzioni diverse): questo per permettere ai pacchetti relativi alla "segnalazione" di "coprire" tutte quelle zone su cui giungono i pacchetti relativi ai "dati".

Sulla base di queste considerazioni si pone, nel seguito del discorso, chiamando P_{segn} la potenza max. relativa alla segnalazione uscente dal trasmettitore, la seguente assunzione: $P_{\max} = P_{n \max} + P_{\text{segn}} = \text{Limite FCC}$, dove P_{\max} rappresenta la potenza che complessivamente esce dal trasmettitore, comprendente sia la comunicazione che la segnalazione (si osservi che $P_{n \max} = P_{\text{segn}}$).

Detto ciò, è interessante soffermarsi su quei fenomeni fisici che rendono possibile il rischio di superare il limite imposto dall'FCC, pur avendo appositamente scelto una potenza massima uscente dal trasmettitore che rispetti tale vincolo. I fenomeni in

questione sono infatti due casi che in una simulazione sicuramente avvengono, e che comunque possono portare al superamento del limite FCC.

La prima delle due situazioni alla quale si fa riferimento riguarda il fatto che, durante il normale svolgimento di una situazione di lavoro della rete, i nodi che effettivamente stanno trasmettendo sono ovviamente in numero maggiore di uno. Poiché però il dimensionamento della cella e la scelta della P_{max} vengono fatti considerando un solo nodo in stato di trasmissione, può accadere che tale situazione porti ad avere una potenza presente in aria maggiore di quella consentita dall'FCC parte 15. Il problema ora descritto viene riportato con un esempio qui sotto utilizzando uno schema autoesplicativo della situazione che si potrebbe venire a creare.



La soluzione di questo problema non è facile a trovarsi, in quanto bisognerebbe fare una sorta di “predizione” del numero di nodi che potrebbero trovarsi nello stato di trasmissione, durante una simulazione, in una fissata zona della superficie totale (bisognerebbe cioè predire durante la generica simulazione la densità che si ha di nodi

trasmettitori come numero dei trasmettitori / metri quadrati); sulla base poi di questo numero previsto di trasmettitori, occorrerebbe fare il dimensionamento della cella UWB e soprattutto la scelta della potenza P_{\max} . Poiché tale soluzione, come risulta ovvio, non è facilmente applicabile, ci si propone momentaneamente di ignorare il problema andando a fare tutti i relativi ragionamenti considerando un solo ed unico nodo trasmettitore. Successivamente, una volta finito il dimensionamento e scritto il simulatore, sarà la “pratica” delle simulazioni a consentire di poter fare un’adeguata analisi del problema in questione. Per cui sarà opportuno riproporre eventualmente il problema nel momento in cui si andrà ad analizzare la distribuzione della potenza in aria nel prossimo capitolo. Difatti solamente a quel punto, misurando effettivamente la potenza presente nell’ambiente UWB, ci si potrà rendere conto se veramente il problema sollevato sia o meno da considerare.

Il secondo problema da analizzare è relativo invece al fatto che un singolo nodo trasmettitore possa effettuare più di una trasmissione contemporaneamente (d’altronde, come esso può trasmettere contemporaneamente segnalazione e dati, può anche trasmettere dati diversi a più di un ricevitore, l’importante è che l’emissione dei vari monocicli avvenga all’interno di un unico intervallo T_f). Tale fenomeno, come si può ben capire, potrebbe far giungere oltre il limite FCC il livello di potenza presente in aria. Ad esempio se ogni trasmissione avvenisse a potenza $P_{n \max}$, il suddetto limite verrebbe superato già con sole due trasmissioni attive contemporaneamente!

A questo punto, a rigor di logica, il problema si dovrebbe risolvere imponendo, sia per il dimensionamento della cella che per la scelta di $P_{n \max}$, un numero max. di trasmissioni che il nodo trasmettitore può avere contemporaneamente attive (N), e successivamente porre $P_{n \max} = \text{Limite FCC} / 2 = P_{i \max} \cdot N$, dove $P_{i \max}$ indicherebbe la max. potenza

attribuibile ad un singolo link. Questo significa che bisognerebbe, per calcolare il raggio della cella UWB, considerare il singolo trasmettitore che effettui comunque una sola trasmissione, ma a potenza $P_{i \max}$. Applicando tale soluzione però, risulterebbe “vana” parte del protocollo descritto nel capitolo tre. Infatti così facendo, non si verrebbe mai a verificare la situazione di riadattamento al nodo, che garantisce un contenimento della potenza complessivamente emessa dal nodo entro i limiti previsti dalla regolamentazione FCC.

Allora risulta più conveniente andare a fare, come detto inizialmente, il dimensionamento in questione considerando il singolo nodo che effettua una sola comunicazione a potenza massima, e proprio a potenza $P_{n \max} = \text{Limite FCC} / 2$. In seguito, se si dovesse proporre il problema delle più trasmissioni contemporanee effettuate dal singolo trasmettitore, sarebbe il protocollo stesso a gestire la situazione regolando di conseguenza le rispettive potenze assegnate alle singole comunicazioni.

Viste queste problematiche iniziali relative al dimensionamento della cella UWB, è ora opportuno andare a mostrare i risultati ottenuti utilizzando due tipi diversi di monocicli, che verranno descritti nel paragrafo successivo assieme ai risultati stessi.

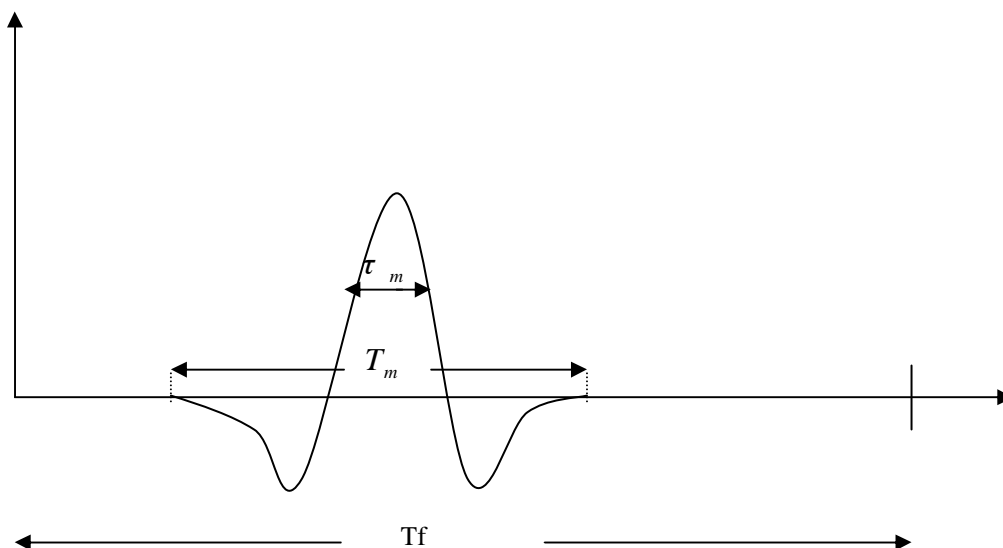
PAR. 4.2 SINTESI E ANALISI DEL DIMENSIONAMENTO

Come già accennato nel precedente paragrafo, il dimensionamento della cella UWB è stato effettuato considerando due tipi diversi di impulsi (monocicli). Lo scopo adesso è quello di analizzare, dopo aver brevemente illustrato le caratteristiche dei due impulsi, i dimensionamenti effettuati con ognuno dei due monocicli e mettere a confronto i risultati ottenuti per poi andare ad effettuare una “scelta” dell’impulso da utilizzare tra i due di seguito presentati.

Il primo impulso che è stato considerato è quello relativo agli articoli di “Win-Scholtz” (si controlli alla fine del lavoro la bibliografia per ulteriori approfondimenti sul tema).

Tale impulso è descritto dall’equazione e dalla figura relativa di seguito riportati:

$$v(t) = \left(1 - 4\pi \cdot \left(\frac{t}{\tau_m}\right)^2\right) \cdot e^{-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m}\right)^2}$$



Un aspetto interessante da notare è che il parametro τ_m (pari a 0.2877 η sec.) non rappresenta la durata temporale dell’impulso, ma è un parametro che ne descrive la

forma (si veda la formula appena riportata). La durata effettiva dell'impulso è invece indicata con T_m e vale:

$$T_m = 0.75 \text{ ns}$$

L'impulso considerato ha inoltre, se lo si analizza nel dominio della frequenza, una banda passante pari a:

$$BW = \frac{2}{T_m} = 2.66 \text{ GHz}$$

$$f_c = \frac{BW}{2} = 1.33 \text{ GHz},$$

dove f_c rappresenta la frequenza centrale di funzionamento (che per definizione si trova a metà banda).

Una caratteristica molto importante dei monocicli che vengono considerati è data dall'**energia** di essi, indicata con E_w . Nel caso dell'impulso di "Win-Scholtz" tale energia vale $1.079 \cdot 10^{-10}$. È interessante mostrare il calcolo effettuato per trovare tale energia E_w .

$$v(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \quad \text{con } \tau_m = 0.2877 \text{ ns}$$

per calcolare l'energia del monociclo, basta applicare la definizione di energia di un segnale:

$$\begin{aligned}
E_w &= \int_{-\infty}^{+\infty} v^2(t) dt = \int \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right]^2 \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right]^2 dt = \\
&= \int \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right]^2 \exp \left[-4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] dt = \\
&\int \left[1 - 8\pi \frac{t^2}{\tau_m^2} + 16\pi^2 \frac{t^4}{\tau_m^4} \right] \exp \left[-4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] dt
\end{aligned}$$

applicando le regole per il calcolo dei momenti di una variabile aleatoria normale (si veda il riferimento sul libro di teoria dei segnali [PAPOULIS CAP. 5.4 pag.165]):

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x^{2k} \exp[-\alpha x^2] dx = \frac{1 \cdot 3 \cdot \dots \cdot (2k-1)}{2^k} \sqrt{\frac{\pi}{\alpha^{2k+1}}}$$

si ottiene:

$$\int \exp \left[-4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] dt - \frac{8\pi}{\tau_m^2} \int t^2 \exp \left[-4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] dt + \frac{16\pi^2}{\tau_m^4} \int t^4 \exp \left[-4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] dt$$

1° addendo (k=0):

$$= \sqrt{\frac{\pi}{4\pi} \tau_m^2} = \frac{\tau_m}{2}$$

2° addendo (k=1):

$$= \frac{-8\pi}{\tau_m^2} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi \tau_m^6}{(4\pi)^3}} = \dots = -\frac{\tau_m}{2}$$

3° addendo (k=3):

$$= \frac{16\pi^2}{\tau_m^4} \frac{1 \cdot 3}{4} \sqrt{\frac{\pi \tau_m^{10}}{(4\pi)^5}} = \dots = \frac{3}{8} \tau_m$$

quindi sommando gli addendi si ottiene il valore dell'energia:

$$E_w = \frac{3}{8} \tau_m$$

per cui $E_w = 1.079 \cdot 10^{-10}$.

Altri parametri importanti dell'impulso di Win-Scholtz vengono presi direttamente dalla bibliografia relativa, e vengono di seguito riportati:

$$N_0 = 4.142 \cdot 10^{-21}$$

$$m_p = 1.7464 \cdot 10^{-10}$$

$$T_f = 100 \text{ } \eta\text{sec.}$$

$$\sigma_a^2 = 0.006045 \cdot 10^{-20}$$

Una volta determinate le caratteristiche del monociclo considerato, è necessario andare a vedere il dimensionamento che è stato fatto con tale impulso.

Innanzitutto bisogna iniziare andando a fissare la “qualità” del segnale in ricezione che si vuole assumere come “minima”. Essa viene stabilita sulla base della scelta di una fissata **probabilità di errore sul segnale in ricezione** (P_e max. sul segnale ricevuto). Tale parametro fissa di conseguenza un SNR minimo che si deve avere al ricevitore (qualità del segnale ricevuto). Il risultato conseguito sarà il raggio della cella UWB oltre il quale la qualità del segnale ricevuto sarà più bassa della minima richiesta in precedenza.

Formalizzando ciò che è stato detto, si ottiene il dimensionamento effettuato che si va ora a descrivere.

Per quanto riguarda la scelta della probabilità di errore massima sul segnale ricevuto, occorre differenziare i due casi per le diverse classi di servizio offerte. Infatti, come già visto in precedenza, esistono due diverse classi di servizio: QoS e BE; e per ognuna di esse viene fissata una diversa probabilità di errore, proprio perché la classe QoS deve

offrire un servizio più “sicuro”, a “qualità garantita”, rispetto alla BE. Per cui è necessario andare a distinguere i due casi come segue, mostrando le diverse scelte per la probabilità di errore:

$$P_e(\text{QoS}) = 1 \bullet 10^{-7}$$

$$P_e(\text{BE}) = 3 \bullet 10^{-5}$$

Come si può ben notare la P_e nel caso QoS risulta essere minore rispetto al caso BE: tutto questo è logico, ed è a dimostrazione del fatto che la trasmissione di tipo QoS deve essere più “sicura” (quindi con probabilità di errore più bassa) rispetto a quella di tipo BE.

Fissata la P_e sul segnale ricevuto, è possibile tradurre tale specifica in termini di SNR min. al ricevitore. Per effettuare il suddetto passaggio si fa riferimento alla curva universale della probabilità di errore (riportata a pag. 184 del libro MANDARINI-COMUNICAZIONI ELETTRICHE) che lega la P_e con il relativo SNR in una trasmissione binaria a L livelli e con fattore di roll-off pari a γ (nel caso considerato si sono posti $L=2$ e $\gamma=0$).

Si sono quindi ottenuti i seguenti SNR:

$$\text{SNR min. (QoS)} = 25.12 = 14 \text{ dB}$$

$$\text{SNR min. (BE)} = 15.85 = 12 \text{ dB}$$

Per quanto riguarda il bit-rate della trasmissione su cui si va ad effettuare il dimensionamento, si è scelto un valore variabile dai 10 Kbit / sec. fino ad un max. di 1 Mbit / sec.. Ovvero, i risultati riportati in seguito saranno riferiti per più valori di bit-rate, fino ad un max. di 1 Mbit / sec.; ma comunque la scelta finale del raggio della cella sarà effettuata sulla base dei risultati ottenuti per il bit-rate max. di 1 Mbit / sec. (che ovviamente sarà quello che fornirà le condizioni più stringenti sul raggio del cluster!).

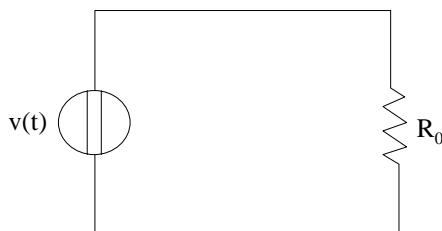
Altro parametro da gestire è dato dal fattore Δ , che indica il margine in dB da aggiungere al SNR della generica comunicazione. Visto che tale parametro però rappresenta solo una “aggiunta” al SNR min. prima calcolato, per effettuare il dimensionamento lo si pone per comodità uguale a zero.

Dopo aver descritto i parametri relativi alla qualità del segnale ricevuto, bisogna andare a descrivere quelli che fissano la potenza massima erogabile dal trasmettitore, cioè quelli relativi al limite FCC.

Abbiamo detto che il limite FCC impone una potenza max. presente nell’aria pari a $12 \mu\text{W}/\text{MHz}$. Utilizzando il monociclo precedentemente descritto, dato che ha una occupazione spettrale (BW) pari a 2.66 GHz, tale vincolo si traduce in una potenza max. accettabile pari a $32 \mu\text{W}$, ovvero:

$$W_{\text{lim}} = 32 \mu\text{W}$$

Essendo tale vincolo imposto sulla potenza intesa come “Watt”, occorre riportarlo ad una specifica sulla potenza del segnale, che è espressa in “ V^2 ”. Per far ciò si ipotizza che il segnale sia rappresentato da un generatore ideale di tensione $v(t)$ collegato in serie ad una resistenza pari all’impedenza del vuoto ($R_0 = 377 \Omega$), come mostrato nella figura di seguito riportata.



Assumendo tale situazione, e considerato che la potenza (espressa in V^2) è data dalla relazione già vista nel paragrafo precedente:

$$P_{\text{media}} = \frac{1}{T_f} * \int_{T_f} v^2(t) * dt$$

se ne deduce che il vincolo imposto dall'FCC relativo ai 32 μW visti prima, si riferisce alla potenza presente sulla resistenza R_0 , ovvero:

$$W_{\text{lim}} = \frac{P_{\text{lim}}}{R_0} = \left[\frac{V^2}{\Omega} \right],$$

il che “dimensionalmente” torna.

Se quindi si vuole determinare la massima potenza del segnale in trasmissione affinché non si superi il vincolo imposto dall'FCC, su cui dopo poter fare il dimensionamento, è sufficiente invertire la formula precedente:

$$P_{\text{lim}} = W_{\text{lim}} \bullet R_0 = 32 \bullet 10^{-6} \bullet 377 = 12 \bullet 10^{-3} V^2$$

E quindi si trova che il segnale trasmesso non deve avere una potenza superiore ai $12 \bullet 10^{-3} V^2$.

Per quanto visto però nel paragrafo precedente, tale potenza P_{lim} va suddivisa in parti uguali tra “segnalazione” e “dati”; ne segue quindi che si andrà a porre:

$$P_{\text{segn}} = P_{\text{n max}} = P_{\text{lim}} / 2 = 6 \bullet 10^{-3} V^2$$

Questo vuol dire dunque che il dimensionamento della cella UWB verrà effettuato considerando una potenza del segnale in trasmissione pari a:

$$P_{\text{n max}} = 6 \bullet 10^{-3} V^2.$$

Tale vincolo implicherà una determinata ampiezza max. ($A_{n \text{ max}}$) del monociclo considerato. Infatti a scopo puramente informativo viene di seguito riportata tale grandezza, ottenuta invertendo la formula della potenza prima riportata (...e ricordando la definizione di E_w):

$$P_{n \text{ max}} = \frac{A_{n \text{ max}}^2 \cdot E_w}{T_f} \text{ , da cui:}$$

$$A_{n \text{ max}} = \sqrt{\frac{P_{n \text{ max}} \cdot T_f}{E_w}} \approx 2.36V$$

A questo punto, prima di mostrare i risultati ottenuti con il dimensionamento, occorre fare solo un cenno alla formula utilizzata relativa all'attenuazione introdotta dal canale, sulla quale poi si vanno a svolgere i calcoli per la determinazione del raggio della cella.

Considerando il riferimento bibliografico [“MOBILE COMMUNICATIONS ENGINEERING”, di William C.Y. Lee, pag. 111] è stata adottata la formula di Okumura per il calcolo dell'attenuazione nel caso di ambienti diversi, che viene di seguito riportata:

$$P_r = \frac{P_0}{\left(\frac{4\pi r_1}{\lambda}\right)^{\gamma_1}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{r}{r_1}\right)^{\gamma_2}} \text{ , con } r_1 \leq r \leq r_2 \text{ , dove:}$$

P_r rappresenta la potenza ricevuta;

P_0 rappresenta la potenza trasmessa;

r_1 rappresenta il raggio della zona 1;

γ_1 rappresenta la pendenza della perdita dovuta all'attenuazione nella zona 1;

λ rappresenta la lunghezza d'onda del segnale considerato;

r_2 rappresenta il raggio della zona 2;

γ_2 rappresenta la pendenza della perdita dovuta all'attenuazione nella zona 2.

Ponendo $r = r_1$, ovvero calcolando l'attenuazione nel caso di un'unica zona considerata, e assumendo una pendenza γ pari a 4 (è quella tipica di un ambiente urbano, ben approssimabile al tipo di ambiente UWB), si ottiene la formula dell'attenuazione che è stata utilizzata per affrontare lo studio relativo al dimensionamento della cella UWB, con ovvio significato dei simboli utilizzati:

$$A_d = \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} = \left(\frac{4\pi}{c}\right)^4 \cdot f_c^4 \cdot d^4$$

(...si noti attentamente che f_c cambia a seconda del tipo di impulso utilizzato!!!).

Con tale relazione quindi, si è andati a svolgere i relativi conti per il calcolo del dimensionamento della cella UWB, che di seguito verranno riportati per il caso dell'impulso mostrato negli articoli di "Win-Scholtz".

Per effettuare il dimensionamento allora, si è considerato un trasmettitore che trasmette a potenza $P_{n \max}$, in assenza di altri nodi interferenti, e si è determinata la distanza alla quale il SNR al ricevitore è diventato pari al SNR min. (12 dB per il caso BE, 14 dB per il caso QoS). Considerata dunque la formula del SNR per trasmissioni UWB (nel caso di interferenza nulla):

$$\gamma_{i-j} = \frac{P_{i-j} \cdot g_{i-j} \cdot mp^2}{N_0 \cdot mp \cdot E_w \cdot R_{i-j}} \quad ,$$

dove γ_{i-j} indica il SNR al ricevitore, è possibile calcolare il raggio del cluster, in quanto esplicitando g_{i-j} si ha:

$$g_{i-j} = \frac{1}{A_d} = \frac{1}{\left(\frac{4\pi}{c}\right)^4 \cdot f_c^4 \cdot d^4}$$

e quindi sostituendo i valori precedentemente trovati, ovvero:

$$\gamma_{i-j} = \text{SNR min.} = (12 \text{ dB o } 14 \text{ dB});$$

$$P_{i-j} = P_{n \text{ max}} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2;$$

$$mp^2 = 3.05 \cdot 10^{-20};$$

$$N_0 = 4.142 \cdot 10^{-21};$$

$$mp = 1.7464 \cdot 10^{-10};$$

$$E_w = 1.079 \cdot 10^{-10};$$

$$R_{i-j} = 10 \text{ Kbit/sec. o } 100 \text{ Kbit/sec. o } 1 \text{ Mbit/sec.};$$

$$c = 3 \cdot 10^8;$$

$$f_c = 1.33 \text{ GHz};$$

basta invertire la relazione che lega γ_{i-j} al guadagno g_{i-j} , esplicitando g_{i-j} in funzione della distanza “d”, per trovare un legame tra “d” ed i parametri fissati in precedenza:

$$g_{i-j} = \frac{SNR_{\text{min}} \cdot R_{i-j} \cdot N_0 \cdot mp \cdot E_w}{P_{n \text{ max}} \cdot mp^2}$$

$$d^4 = \frac{1}{g_{i-j} \cdot \left(\frac{4\pi}{c}\right)^4 \cdot f_c^4}$$

sostituendo allora si ottiene:

$$d = \sqrt[4]{\frac{P_{n\max} \cdot mp^2}{\left(\frac{4\pi}{c}\right)^4 \cdot f_c^4 \cdot SNR_{\min} \cdot R_{i-j} \cdot N_0 \cdot mp \cdot E_w}}$$

In questo modo è possibile calcolare il raggio del cluster “d” per diversi tipi di situazione, in particolare per diversi bit-rate nelle due situazioni di trasmissioni QoS e BE. Di seguito vengono riportati i risultati trovati con questo tipo di impulso nei casi QoS e BE, per un rate che assume ognuno dei tre valori precedentemente visti (10, 100, 1000 Kbit / sec.); ovviamente il raggio della cella UWB sarà scelto sulla base dei risultati trovati per bit-rate pari ad 1 Mbit / sec.

TABELLA PER IL CASO QoS

Bit-rate [bit / sec.]	Distanza “d” [m]
10 K	31.37
100 K	17.64
1 M	9.92

TABELLA PER IL CASO BE

Bit-rate [bit / sec.]	Distanza “d” [m]
10 K	35
100 K	19.81
1 M	11.14

Come risulta evidente dall'analisi delle due tabelle, si può notare senza difficoltà che i risultati ottenuti nel caso di trasmissioni BE sono indubbiamente migliori rispetto a quelli ottenuti per il caso QoS. Questo fatto era senz'altro prevedibile, in quanto le trasmissioni di tipo QoS richiedono un maggior SNR in ricezione (maggiore "qualità" del segnale ricevuto) rispetto alle trasmissioni di tipo BE: per cui è logico che nel caso QoS la distanza "d", alla quale il SNR al ricevitore diventa pari al SNR min., tende a diminuire.

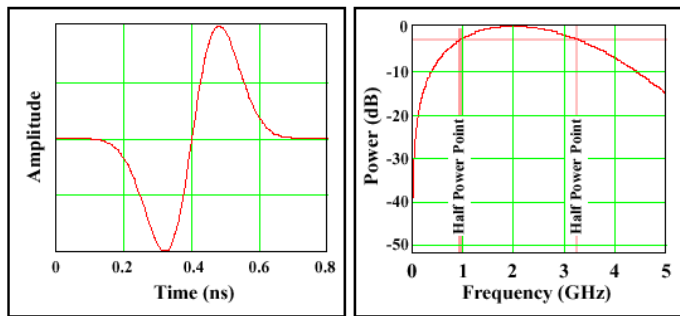
Lo studio del dimensionamento sopra riportato per l'impulso di "Win-Scholtz" si conclude quindi con la scelta del raggio del cluster UWB che, ipotizzando nelle simulazioni di trasmettere nel caso più stringente ad 1 Mbit / sec. con qualità di tipo QoS, lo si può porre ragionevolmente pari a **10 m.**

Quindi, a conclusione dello studio sul dimensionamento effettuato con l'impulso di "Win-Scholtz", si può affermare che:

Raggio della cella UWB = 10 metri (con l'impulso di "Win-Scholtz")

Dopo aver effettuato tale studio, è necessario andare a ripetere quanto finora detto utilizzando però stavolta il secondo tipo di impulso, il quale è stato analizzato nell'articolo di "Time-Domain" (si consulti la bibliografia relativa per ulteriori approfondimenti sul tema). Questo tipo di impulso, differente dal primo analizzato in precedenza, presenta una forma descritta dall'equazione di seguito riportata:

$$v(t) = 6 \cdot \sqrt{\frac{e\pi}{3}} \cdot \frac{t}{\tau} \cdot e^{-6\pi\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}$$



Come si può facilmente notare i due tipi di impulsi sono ben diversi, sia matematicamente che graficamente. E' interessante ora effettuare il dimensionamento della cella UWB anche con questo tipo di impulso, per poi analizzare quello che permette una cella "migliore" (**di raggio più grande**).

Analizzando l'impulso sopra riportato si nota un fatto interessante, e cioè che stavolta la grandezza τ , a dispetto del τ_m prima visto, rappresenta proprio la durata temporale dell'impulso. Proprio per tale motivo vale la seguente relazione:

$$\tau = \frac{1}{f_c}$$

Essendo il valore di τ pari a 0.5 nsec, risulta immediato rendersi conto che la frequenza centrale di funzionamento sia:

$$f_c = \frac{1}{0.5 \cdot 10^{-9}} = 2GHz$$

e la banda passante sia:

$$BW = 2f_c = 4GHz$$

L'impulso di "Time-Domain" risulta quindi avere una occupazione spettrale maggiore rispetto all'impulso di "Win-Scholtz": questa è già una prima differenza sostanziale tra i due impulsi considerati.

Per quanto riguarda l'energia E_w del monociclo di "Time-Domain", si può dimostrare, analogamente a come fatto in precedenza per l'altro tipo di impulso, che essa vale:

$$E_w = 5.54 \cdot 10^{-10}$$

Altri parametri importanti dell'impulso di Time-Domain vengono presi direttamente dalla bibliografia relativa, e vengono di seguito riportati:

$$N_0 = 4.142 \cdot 10^{-21}$$

$$mp = 2.7724 \cdot 10^{-10}$$

$$T_f = 100 \text{ } \eta\text{sec.}$$

$$\sigma_a^2 = 1.7467 \cdot 10^{-22}$$

A questo punto, analogamente a come è stato fatto in precedenza, è possibile andare ad effettuare il dimensionamento con questo nuovo tipo di impulso, e riportare conseguentemente i risultati ottenuti.

Per quanto riguarda la probabilità di errore massima sul segnale ricevuto, la situazione non cambia rispetto al caso precedente. Quindi anche in questo caso si pone:

$$P_e(\text{QoS}) = 1 \cdot 10^{-7}$$

$$P_e(\text{BE}) = 3 \cdot 10^{-5}$$

E sempre in base all'utilizzo della curva universale della probabilità di errore (riportata a pag. 184 del libro MANDARINI-COMUNICAZIONI ELETTRICHE) si ottengono, rispettivamente, ponendo $L=2$ e $\gamma=0$:

$$\text{SNR min. (QoS)} = 25.12 = 14 \text{ dB}$$

$$\text{SNR min. (BE)} = 15.85 = 12 \text{ dB}$$

Anche per quanto riguarda la scelta del bit-rate e del margine Δ la situazione è identica al caso precedente: questo proprio per far sì che i risultati ottenuti con i diversi monocicli possano essere confrontati adeguatamente a parità di condizioni esterne.

Arrivati a questo punto però bisogna andare a differenziare i due casi, in quanto si va ad introdurre il limite imposto dalla regolamentazione FCC parte 15 riguardo la potenza presente in aria. Infatti è già stato detto che tale limite dipende dalla banda del monociclo utilizzato, ed avendo i due impulsi delle bande differenti ne segue che anche il limite FCC per i due casi sarà diverso. Se poi si pensa al fatto che tale limite fissa direttamente la potenza in trasmissione con cui viene effettuato il dimensionamento, è facile rendersi conto di come cambia la situazione passando da un monociclo all'altro.

Essendo allora il limite FCC pari a $12 \text{ } \mu\text{W}/\text{MHz}$ (nel caso più stringente), ed avendo l'impulso una banda di 4GHz , si ricava immediatamente:

$$W_{\text{lim}} = 48 \text{ } \mu\text{W}$$

Per passare dalla specifica espressa in "Watt" alla stessa espressa però in " V^2 ", si può utilizzare lo stesso modello circuitale visto prima. In tal caso, senza riportare nuovamente lo schema circuitale prima analizzato, si possono riutilizzare le formule già viste e quindi ottenere:

$$P_{\text{lim}} = W_{\text{lim}} \cdot R_0 = 48 \cdot 10^{-6} \cdot 377 = 18 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$$

Si trova quindi che il segnale trasmesso non deve avere una potenza superiore ai $18 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$.

E' importante osservare che, avendo l'impulso di "Time-Domain" una banda maggiore di quella di "Win-Scholtz", la potenza in trasmissione disponibile per il dimensionamento con il monociclo di "Time-Domain" risulta essere maggiore dei 12 mV² trovati per il caso precedente. Ciò però non vuol dire a priori che il dimensionamento fatto con "Time-Domain" determinerà un raggio del cluster maggiore di 10 metri, perchè utilizzando lo stesso modello di attenuazione, che dipende dalla frequenza centrale di funzionamento, ed avendo i parametri della formula del SNR (m_p , σ_a^2) diversi, perchè diverso è l'impulso (e quindi diversa è anche l'energia E_w), è tutta da verificare la bontà di un monociclo rispetto all'altro.

Ci si rimanda quindi a dopo aver letto i risultati del dimensionamento per poter esprimere un parere riguardo ai due tipi di impulsi analizzati.

Determinata quindi la potenza P_{lim} , occorre suddividerla tra "dati" e "segnalazione". Per cui in definitiva si pone:

$$P_{n\ max} = P_{segn} = 9 \bullet 10^{-3} \text{ V}^2$$

Sarà questa la potenza in trasmissione che verrà usata per fare il dimensionamento con l'impulso di "Time-Domain".

Se inoltre si vuole determinare l'ampiezza massima dell'impulso corrispondente alla potenza $P_{n\ max}$ ora trovata, si può agire come già visto in precedenza:

$$P_{n\ max} = \frac{A_{n\ max}^2 \bullet E_w}{T_f} \text{ , da cui:}$$

$$A_{n\ max} = \sqrt{\frac{P_{n\ max} \bullet T_f}{E_w}} \approx 1.27V$$

E quindi si nota che in questo secondo caso, pur avendo una $P_{n \max}$ più elevata, l'ampiezza $A_{n \max}$ risulta minore proprio per il discorso accennato in precedenza: infatti tra i due monocicli le energie E_w sono diverse, tanto da far sì che l'ampiezza $A_{n \max}$ dell'impulso di "Win-Scholtz" diventi maggiore dell' $A_{n \max}$ consentita per l'impulso di "Time-Domain".

A questo punto, prima di andare a vedere il dimensionamento effettuato, resta solamente da far notare che la formula dell'attenuazione utilizzata è rimasta invariata rispetto al caso precedente. Solo che essa avrà una influenza diversa sul calcolo del raggio della cella UWB in quanto al numeratore è presente il fattore f_c^4 , e le due frequenze centrali di funzionamento sono ben diverse: ciò implica una attenuazione maggiore nel caso di "Time-Domain" rispetto a quello di "Win-Scholtz".

Per completezza e per comodità di visione viene riportata di nuovo la formula ora chiamata in causa:

$$A_d = \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} = \left(\frac{4\pi}{c} \right)^4 \cdot f_c^4 \cdot d^4$$

Di seguito viene quindi mostrato il dimensionamento effettuato utilizzando lo stesso procedimento del primo caso, in cui le formule relative sono rimaste invariate e i parametri sono stati invece modificati in base a quanto è stato detto finora.

SNR min. = (12 dB o 14 dB);

$$P_{n \max} = 9 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2;$$

$$mp^2 = 7.6862 \cdot 10^{-20};$$

$$N_0 = 4.142 \cdot 10^{-21};$$

$$mp = 2.7724 \cdot 10^{-10};$$

$$E_w = 5.54 \cdot 10^{-10};$$

$R_{i,j} = 10 \text{ Kbit/sec. o } 100 \text{ Kbit/sec. o } 1 \text{ Mbit/sec.};$

$c = 3 \cdot 10^8;$

$f_c = 2 \text{ GHz};$

$$d = \sqrt[4]{\frac{P_{n\max} \cdot mp^2}{\left(\frac{4\pi}{c}\right)^4 \cdot f_c^4 \cdot SNR_{\min} \cdot R_{i-j} \cdot N_0 \cdot mp \cdot E_w}}$$

E quindi i risultati trovati:

TABELLA PER IL CASO QoS

Bit-rate [bit / sec.]	Distanza "d" [m]
10 K	15.34
100 K	8.62
1 M	4.85

TABELLA PER IL CASO BE

Bit-rate [bit / sec.]	Distanza "d" [m]
10 K	19.31
100 K	10.85
1 M	6.1

Anche in questo caso, come risulta evidente dall'analisi delle due tabelle, si può notare senza difficoltà che i risultati ottenuti nel caso di trasmissioni BE sono indubbiamente migliori rispetto a quelli ottenuti per il caso QoS.

Lo studio del dimensionamento sopra riportato per l'impulso di "Time-Domain" si conclude quindi con la scelta del raggio del cluster UWB che, ipotizzando nelle simulazioni di trasmettere nel caso più stringente ad 1 Mbit / sec. con qualità di tipo QoS, lo si può porre ragionevolmente pari a **5 m.**

Quindi, a conclusione dello studio sul dimensionamento effettuato con l'impulso di "Time-Domain", si può affermare che:

Raggio della cella UWB = 5 metri (con l'impulso di "Time-Domain")

Arrivati ormai alla fine dello studio sul dimensionamento, occorre chiudere l'argomento traendo le conclusioni circa l'utilizzo dell'uno o dell'altro impulso con cui poi andare a studiare il comportamento del protocollo nella rete UWB.

Analizzando i risultati a cui si è giunti in ambo i casi, risulta immediato capire che le prestazioni migliori si hanno con il monociclo di "Win-Scholtz", il quale consente di ottenere un cluster con raggio pari al **doppio** di quello che si è calcolato usando il monociclo di "Time-Domain". Infatti mentre in quest'ultimo caso si è ottenuto un raggio del cluster pari a **5 metri**, nel primo caso si era calcolato un raggio pari a **10 metri**, che fornisce decisamente maggiori garanzie in termini prestazionali.

Per cui si può concludere lo studio sul dimensionamento optando per il monociclo utilizzato negli articoli di Win e Scholtz, e fissando, con le dovute ipotesi viste fino ad ora, un raggio del cluster UWB pari a **10 metri**.

PAR. 4.3 APPROFONDIMENTI SUL DIMENSIONAMENTO

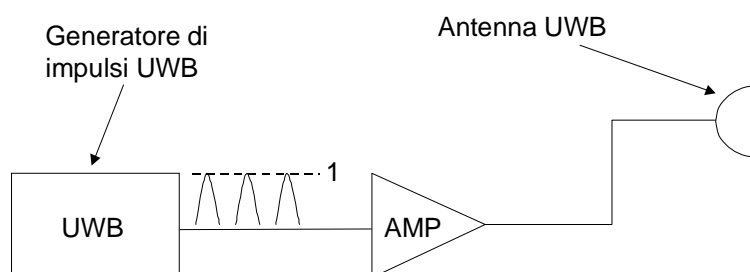
Prima di terminare questo capitolo dedicato al dimensionamento, è opportuno soffermarsi su alcuni aspetti teorici che durante la descrizione nelle pagine precedenti sono passati, per così dire, in “secondo piano” rispetto alla descrizione del dimensionamento vero e proprio.

Una prima considerazione sulla quale è opportuno spendere due righe è quella relativa al modello di attenuazione utilizzato. Esso infatti è stato preso da un libro recante la descrizione del modello di Okumura, che comunque è un modello matematico, seppur giusto, ma sempre con delle limitazioni dovute ad esempio alla scelta del grado di urbanizzazione del sistema. Questo è stato scelto pari a 4, ma nessuno avrebbe impedito di scegliere 2 come valore. E la differenza tra 2 e 4 nella scelta effettuata ha un rilievo fondamentale per la determinazione dei risultati che si ottengono nello studio della rete UWB. Infatti l'implicazione che si ha nell'usare un grado di urbanizzazione pari a 2 o pari a 4 ha l'effetto di cambiare notevolmente i risultati ottenuti, sia per quanto riguarda il dimensionamento, sia per quanto riguarda le simulazioni: questo perchè con una attenuazione che è proporzionale al “quadrato” della distanza anzichè alla “quarta” potenza della stessa, si ha che il segnale che si propaga tende molto meno ad attenuarsi, con conseguente riduzione della potenza usata in trasmissione e relativi cambiamenti di tutti i dati e conclusioni che ne conseguono.

Certamente questo è un discorso qualitativo ed andrebbe accuratamente approfondito, ma in questa sede, per gli scopi del lavoro proposto, è sufficiente almeno porsi il problema e tenere in considerazione il fatto che TUTTI i risultati che sono stati ottenuti e TUTTE le conclusioni alle quali si giungerà sono legate e basate sull'ipotesi comune e

fondamentale che il modello di attenuazione utilizzato pone come “grado di urbanizzazione per la trasmissione di tipo UWB” un fattore pari a **4**.

Un secondo aspetto che in precedenza non è stato trattato riguarda la possibilità “pratica” di essere in grado di costruire un apparecchio (un trasmettitore UWB) che rispetti le caratteristiche richieste dettate dal dimensionamento appena esaminato. Infatti si consideri lo schema sottostante mostrato in figura.



Nello schema mostrato si evidenzia una possibile realizzazione di un generico trasmettitore UWB. In esso vi sono sostanzialmente tre blocchi: un generatore di impulsi UWB, tutti ad ampiezza costante; un amplificatore; una antenna terminale trasmittente. Il generatore UWB emette monocicli ad ampiezza costante ed unitaria, i quali vengono successivamente amplificati a seconda del valore dell'ampiezza dell'impulso stabilita in fase di setup dai nodi comunicanti (ovviamente link diversi di uno stesso nodo trasmettitore avranno potenze trasmesse diverse, e quindi ampiezze dei monocicli diverse). Quindi tali impulsi vengono trasmessi mediante l'apparato finale del trasmettitore, cioè l'antenna UWB.

Visto e considerato che la durata temporale di T_f è pari a un centinaio di nanosecondi ($T_f = 100 \text{ nsec.}$), e visto che è possibile effettuare più trasmissioni simultanee

trasmettendo più di un monociclo in un singolo T_f , bisogna ammettere l'esistenza di un generatore di monocicli UWB ad altissima precisione e soprattutto a frequenza molto elevata. Ma se tale assunzione non risulta costituire un problema per la tecnica UWB, indubbiamente costituisce una limitazione per l'amplificatore che ne segue, il quale deve essere in grado di cambiare il valore della sua amplificazione (in quanto gli impulsi di diverse comunicazioni hanno ampiezze diverse) con una frequenza altrettanto elevata (dell'ordine del GHz!). Quindi per poter confermare tutti i discorsi fin qui effettuati, bisogna fare la tacita ipotesi di ammettere l'esistenza di tali amplificatori. Lo sviluppo della tecnologia va attualmente a velocità talmente elevate da poter consentire sicuramente tutto ciò, almeno a livello sperimentale, ma era comunque doveroso e necessario avere chiaro il problema sopra posto.

Prima di terminare questo capitolo, ed andare a vedere nel prossimo ed ultimo capitolo di questo lavoro risultati ottenuti con le simulazioni, è importante approfondire un ultimo aspetto di non secondaria importanza, e che in precedenza non era stato considerato.

Si tratta di una questione molto semplice ma al tempo stesso anche interessante: difatti nella descrizione del dimensionamento fatto nel precedente par. ci si è preoccupati solamente delle trasmissioni relative ai "dati". E la "segnalazione" ? Come deve essere trattata ? Si ottiene anche per essa un soddisfacente SNR a 10 metri di distanza del trasmettitore ?

Per rispondere a tutti questi interrogativi è sufficiente esaminare la stessa situazione di dimensionamento prima trattata, ma con un trasmettitore UWB che trasmette "segnalazione" anziché "dati". Lo scenario considerato non differisce per nulla da quello visto nel precedente paragrafo, se non per il diverso bit-rate a cui viene emessa la

“segnalazione” rispetto ai “dati”. Difatti si va a considerare sempre un trasmettitore UWB che trasmette monocicli di “Win-Scholtz” a max. potenza (fissata in base all’FCC e già determinata in precedenza, ovvero P_{segn}) e in assenza di nodi interferenti. A questo punto ci si chiede, fissato il bit-rate, quanto vale il SNR ad un ricevitore posto a 10 m di distanza (cioè a “fine” cluster): tale domanda è interessante per capire con che “qualità” arriva la segnalazione alla fine del cluster, se cioè è maggiore o minore dei 12 dB (14, per il caso QoS) posti in precedenza come riferimento per i “dati”.

Fissando il rate dei pacchetti di segnalazione ad un valore fisso di 10 Kbit / sec. (per ipotesi, indipendentemente dal fatto che la segnalazione sia relativa a trasmissioni QoS o BE), che è sufficiente per tali tipi di trasmissione, è possibile calcolare tale SNR utilizzando i valori già visti per il dimensionamento nel caso di “Win-Scholtz”:

$$SNR = \frac{P_{segn} \cdot mp^2 \cdot g_{i-j}}{N_0 \cdot mp \cdot E_w \cdot R_{i-j}} \approx 34dB$$

Si ottiene dunque, svolgendo i conti, un SNR decisamente elevato (circa 34 dB) rispetto agli SNR_{min} fissati per i “dati” QoS e BE. A questo punto però occorre notare una cosa riguardante questa netta differenza tra i due SNR (per la “segnalazione” e per i “dati”). Infatti, per ciò che è stato detto nei precedenti paragrafi, è stata assegnata metà della potenza massima stabilita dall’FCC alla “segnalazione” e l’altra metà alla comunicazione (ai “dati”). Ma i pacchetti relativi alla “segnalazione” non viaggeranno mai alla velocità di quelli relativi ai “dati” (max. 1 Mbit / sec.), ma andranno sempre a 10 Kbit / sec. (rate costante). Quindi a rigor di logica non sarebbe corretto suddividere esattamente a metà la potenza disponibile, perché alla “segnalazione”, andando a rate più bassi, basterebbe molta meno potenza per raggiungere i 10 metri di cluster con un

SNR pari a 12 dB (o 14, se si considera il caso QoS). A questo punto però entra in gioco una considerazione che serve a giustificare questa scelta: l'interferenza tra segnalazione e dati.

Infatti mentre la segnalazione provoca (lo si assume per ipotesi) un'interferenza trascurabile ai dati in quanto il pacchetto dedicato alla segnalazione è molto più piccolo (quindi dura di meno) del pacchetto dedicato ai dati, bisogna tener conto del fenomeno inverso, cioè del fatto che i “pacchetti dati” provocano interferenza sui “pacchetti segnalazione”. Per tener conto di questo fatto, anzichè andare a fare uno studio quantitativo sulla stima di tale interferenza per poi successivamente trovare delle condizioni ottimali di funzionamento riguardo sia il SNR della segnalazione che la potenza ad essa dedicata (cosa che esula dagli scopi del lavoro trattato), ci si limita in questa sede a confermare la suddivisione della potenza fatta nel precedente par.; in tal modo si ottiene un SNR a fine cluster sulla segnalazione decisamente elevato (circa 34 dB!!). Tale SNR si giustifica, in base a quanto detto, proprio per far sì che i “dati”, pur interferendo con la “segnalazione”, non degradino eccessivamente il SNR della “segnalazione”.

Cioè, per aggirare il problema dell'interferenza dei “dati” sulla “segnalazione”, si crea su quest'ultima una sorta di “margine”, molto elevato, sui 12 dB di riferimento (nel caso BE) presi in precedenza come SNR minimo.

E quindi, per il motivo ora spiegato, resta valida la suddivisione della potenza in parti uguali tra la “segnalazione” e i “dati”.

CAPITOLO 5

RISULTATI DELLE SIMULAZIONI

PAR. 5.1 DESCRIZIONE DEL SIMULATORE

Il protocollo MAC è stato già sufficientemente analizzato nel capitolo 3 di questo lavoro. Nel seguente paragrafo si vuole in particolare porre l'attenzione sul simulatore, il quale è stato sviluppato in MATLAB per una rapida acquisizione dei risultati.

Esso sfrutta la struttura di una matrice di dimensione $N \times N$ che rappresenta l'ambiente nel quale si va ad effettuare la simulazione (ad esempio un laboratorio, un centro di calcolo, oppure un ufficio nel quale siano presenti trasmettitori e/o ricevitori UWB (NODI)). Gli elementi di tale matrice possono assumere i seguenti valori:

0 – Nodo non presente

1 – Nodo presente in fase di stand-by

2 – Nodo presente in fase di trasmissione

3 – Nodo presente in fase di ricezione

E' importante notare che, poiché un nodo può effettuare contemporaneamente più trasmissioni tanto in ricezione quanto in trasmissione, è necessario dover disporre di un modello che possa consentire tale gestione. Infatti, è vero che un nodo può assumere ad esempio il valore "2" per simulare una trasmissione in corso, ma deve essere possibile anche permettere allo stesso nodo di essere ad esempio ricevitore ("3") per un'altra comunicazione. Per venire incontro a tale esigenza è stato necessario rappresentare il

singolo nodo non più come uno “scalare” che indicasse lo stato del nodo stesso, ma come una matrice di dimensione $M \times P$. In tale modello la M -esima riga contraddistingue la singola comunicazione (indipendentemente dal fatto che il nodo in questione sia un trasmettitore (“2”) o un ricevitore (“3”)); ogni comunicazione ha inoltre bisogno, per poter essere simulata, di un certo numero di informazioni relative alla trasmissione stessa, le quali vengono memorizzate proprio nelle P colonne della M -esima riga. Con tale struttura globale, che in realtà non è altro che una matrice a 4 dimensioni ($N \times N \times M \times P$), si è deciso di gestire e quindi simulare l’intera rete UWB.

Per poter controllare la trasmissione continua di più nodi all’interno dell’ambiente considerato, si è dovuto sequenzializzare lo scorrere del tempo con un relativo contatore, che fosse opportunamente incrementato fino alla fine della simulazione. È stato scelto come tempo medio di interarrivo tra una richiesta di trasmissione e l’altra, un valore pari ad un secondo, con una durata della singola comunicazione e dell’intera simulazione variabili da ingresso. Si noti che è stata volutamente sequenzializzata anche la richiesta del singolo set-up rispetto ad un altro, in modo da non incorrere nel problema dei “set-up concorrenti”. Questa semplificazione è stata adottata solo per un’esigenza di simulazione, giacché non è interesse del lavoro svolto quello di analizzare tale problema, bensì quello di valutare il funzionamento del protocollo nel controllo di potenza della rete e nelle prestazioni delle connessioni single-hop e multi-hop andate a buon fine. D’altronde, essendo i set-up concorrenti comunque un problema di rilevante importanza, è necessario sottolineare che tale situazione è stata tenuta in conto nella stesura del protocollo mediante i comandi di “BUSY” (si veda il Cap.3).

E' da tener presente che nella simulazione, come nel protocollo, sono state studiate ed analizzate due diverse classi di traffico entrante, la classe a Qualità Garantita (QoS) e la classe Best Effort (BE).

Nella gestione da utente del simulatore è possibile inserire da ingresso la probabilità (in percentuale) che la generica richiesta di trasmissione sia di tipo QoS o BE, la distanza minima oltre la quale si può dare luogo al set-up di un link multi-hop ed infine la durata di ogni comunicazione e quella dell'intera simulazione. Tale caratteristica è stata pensata per rendere più parametrica la gestione del simulatore e per poter andare ad analizzare diversi casi possibili, come vedremo più avanti.

Un aspetto di fondamentale importanza che si è tenuto in considerazione nella stesura del simulatore e che non è stato menzionato nel capitolo dedicato alla spiegazione del protocollo, riguarda la misura, mediante delle apposite "centraline", della potenza in aria presente nell'ambiente di simulazione. Infatti, per quanto visto nel capitolo quattro, considerando tutto l'ambiente UWB, la potenza presente nell'aria non deve superare il limite imposto dal FCC di $12 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$. Proprio per andare ad analizzare tale aspetto nella rete, considerata la sottomatrice $N \times N$ della matrice quadridimensionale $N \times N \times M \times P$ (ovvero, considerata la mappatura dei nodi all'interno della rete UWB), sono state uniformemente distribuite delle centraline in grado di misurare la potenza complessiva, data dalla presenza di trasmettitori UWB nell'ambiente, presente sulle centraline stesse, ma c'è da porre l'attenzione su un fatto che nei prossimi paragrafi verrà ripresa: l'attenuazione del segnale è molto rapida, in virtù di questo per misurare la potenza presente in aria sono stati effettuati dei calcoli, come verranno fra poco descritti, concettualmente identici a quelli effettuate dalle centraline ma molto più fitti. Andando avanti con la descrizione del simulatore, tali centraline di cui si parlava poco

fa, nella sottomatrice $N \times N$, sono state indicate con lo scalare “-1”, proprio per differenziarle dai normali nodi UWB. Lungo la durata della simulazione, ad intervalli regolari di 5 sec., ogni centralina misura la rispettiva potenza, tenendosi in memoria il valore di potenza più elevato che fino a quel momento è stato appreso. Alla fine della simulazione vengono visualizzati, per ogni cella misuratrice, i rispettivi valori max. di potenza misurati in modo da poter analizzare se il vincolo imposto dal FCC sia stato rispettato o meno.

La modalità con cui tali celle, nel simulatore, misurano la potenza presente nell’aria è semplice e allo stesso tempo anche interessante. Se si considera, infatti, una centralina come un qualsiasi nodo della rete UWB, essa avrà un suo cluster oltre il quale non si riesce ad andare anche in caso di trasmissione a max. potenza. Tale discorso vale ovviamente anche in ricezione: se un nodo trasmettitore che si trova al di fuori di tale cluster trasmette a potenza max. verso la centralina, quest’ultima non riceverà un livello di potenza sufficiente a far sì che il segnale venga distinto dal rumore. Per cui queste centraline, per valutare la potenza presente nell’ambiente, analizzano nei loro cluster tutti i trasmettitori UWB attivi in quell’istante, ne valutano la potenza con cui questi stanno effettuando le proprie trasmissioni, e calcolano la potenza complessivamente ricevuta con la ben nota relazione:

$$\sum_{i=1}^N P_i \cdot g_{i-c}$$

dove ovviamente “N” indica il numero di trasmissioni presenti in quel momento tali che il rispettivo trasmettitore si trovi nel cluster della centralina, e “c” indica invece la centralina stessa.

Prima di concludere il paragrafo è mostrato, a scopo puramente informativo, la generica riga della sottomatrice $M \times P$ contenente tutte le informazioni relative alla comunicazione $i-j$ (si noti che $P=14$):

Riga M – Colonna 1

Stato del nodo i (1,2,3)

Riga M – Colonna 2

Riga, nella sottomatrice $N \times N$, del nodo collegato ad i (j)

Riga M – Colonna 3

Colonna, nella sottomatrice $N \times N$, del nodo collegato ad i (j)

Riga M – Colonna 4

Riga, nella sottomatrice $M \times P$ relativa a j , in cui sono memorizzati i dati che riguardano j relativi alla comunicazione $i-j$

Riga M – Colonna 5

Tipo della trasmissione $i-j$ (1 se QoS, 2 se BE)

Riga M – Colonna 6 (solo per nodi tx)

Tempo residuo della comunicazione $i-j$

Riga M – Colonna 7

Potenza alla quale è stata “settata” la comunicazione i-j

Riga M – Colonna 8

Bit-Rate al quale è stata “settata” la comunicazione i-j

Riga M – Colonna 9 (solo per nodi rx)

Valore dell’interferenza che avevo sul canale i-j all’atto di instaurazione del setup

Riga M – Colonna 10 (solo per nodi rx)

Valore del margine Δ (ASI) trasmesso al nodo k all’atto di instaurazione del setup k-h

Riga M – Colonna 11

Tipo e stato di trasmissione: single-hop o multi-hop

Riga M – Colonna 12 (solo per nodi tx BE in modalità multi-hop)

Riga, nella sottomatrice $N \times N$, del nodo trasmettitore dell’hop precedente o successivo

Riga M – Colonna 13 (solo per nodi tx BE in modalità multi-hop)

Colonna, nella sottomatrice $N \times N$, del nodo trasmettitore dell’hop precedente o successivo

Riga M – Colonna 14 (solo per nodi tx BE in modalità multi-hop)

Riga, nella sottomatrice $M \times P$, in cui sono memorizzati i dati che riguardano il trasmettitore dell’hop precedente o successivo

PAR. 5.2 PARAMETRI DI SIMULAZIONE

Dato il simulatore della rete descritto nel precedente paragrafo, sono state effettuate diverse prove per studiare la rete ed il protocollo in questione.

Inizialmente sono stati scelti i parametri di base di seguito riportati:

- Numero di utenti presenti nella rete: 40 con topologia regolare
- Durata della singola comunicazione: 50 sec.
- Durata della simulazione: 1000 sec.
- Distanza minima per effettuare il multi-hop: 4m.
- Probabilità della generica comunicazione di essere di tipo BE: 50%
- Dimensione della rete UWB (N): 15 m.
- Bit-rate per una trasmissione di tipo QoS: (100 Kbit/sec.-1Mbit/sec.)
- Bit-rate per una trasmissione di tipo BE: (10 Kbit/sec.-1Mbit/sec.)

E' innanzitutto necessario far notare che la durata della singola comunicazione è stata appositamente scelta pari a 50 secondi per far sì che la rete lavorasse a regime con 50 comunicazioni contemporaneamente, condizione necessaria per analizzare correttamente le prestazioni del protocollo progettato. Con tale situazione, infatti, la singola comunicazione i-j, durante la fase di set-up, ha trovato una rete UWB nella quale erano già presenti un notevole numero di link instaurati. Ciò rende statisticamente più probabile la "partenza" del protocollo per l'instaurazione della comunicazione i-j. Ricordiamo inoltre che circa il 78% di comunicazioni si instaurano grazie al multi-hop e quindi il numero di trasmissioni presenti nella rete sono molto di più di 50, sono infatti mediamente 89.

Altri parametri importanti, che sono forniti dalla simulazione della rete, riguardano: la misura, grazie all'utilizzo delle centraline descritte nel par. precedente, della potenza in aria mediamente presente nell'ambiente UWB e la misura punto per punto sia della potenza presente in aria che dell'interferenza. Questi due ultimi parametri sono stati fondamentali per capire e confrontare i diversi stati della rete, come verrà analizzato più avanti. Nonostante sia stata fissata la massima potenza uscente dal nodo proprio pari al limite imposto dall'FCC (relativo ai "dati"), si è evidenziato comunque un valore molto basso di tale potenza, dell'ordine di 10^{-10} V^2 , se si pensa che il limite FCC è pari a $12 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$ (di cui $6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$ sono stati assegnati ai "dati", e altrettanti alla "segnalazione", come già visto nel capitolo tre).

C'è da dire che nel protocollo multi-hop, al contrario di quello single-hop, i riadattamenti al nodo non sono frequenti, anzi tutt'altro. Allo scopo di aumentare le prestazioni visto che ogni nodo riesce a sopportare un numero alto di comunicazioni (sia di tipo QoS che BE) prima di dover far partire la procedura di "riadattamento al nodo" si è pensato di aumentare il margine Δ (da non confondere con l'ASI), si è visto, come tra l'altro ci si aspettava, un aumento delle prestazioni ma anche un aumento delle procedure di riadattamento sia al cluster che al nodo, come logico, visto che si è aumentata la potenza di trasmissione. Sono quindi state effettuate delle ulteriori prove variando i parametri $P_{n \text{ max}}$ e il margine Δ , aumentando $P_{n \text{ max}}$ anche oltre il limite FCC, si nota quindi miglioramento nelle trasmissioni partite, come se la rete, complessivamente, riuscisse a gestire un maggior numero di comunicazioni.

Per quanto riguarda la valutazione degli ultimi risultati ottenuti, è fondamentale innanzitutto andare a vedere la potenza misurata dalle "note" centraline per assicurarsi

4che non sia stato superato il limite imposto FCC, visto che abbiamo aumentato il $P_{n \max}$ al di sopra di tale limite.

Si nota quindi, che nonostante l'aumento anche tutt'altro che contenuto di $P_{n \max}$, la potenza in aria sia comunque rimasta praticamente invariata.

Per quanto i dati possano in valore assoluto differire dai precedenti valori misurati con $P_{n \max}=6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$, risulta subito evidente che l'ordine di grandezza della potenza misurata sia rimasto identico (10^{-10}) rispetto al caso precedente.

E' istruttivo capire perché bisogna andare ad aumentare il valore del margine Δ per migliorare le prestazioni della rete UWB oltre che, aumentare il valore di $P_{n \max}$.

Nel momento in cui la generica trasmissione i-j cerca di instaurare il proprio link, il nodo trasmettitore "i" riceve, dai nodi ricevitori che stanno nel suo cluster, i pacchetti contenenti i vari margini Δ_{\min} (ASI): tali margini rappresentano il "secondo" dei vincoli imposti dalla rete che potrebbero non far instaurare il collegamento i-j, ricordiamo che il primo vincolo è la $P_{n \max}$; e tanto più essi sono elevati, tanto più è probabile che il link i-j possa iniziare tranquillamente la trasmissione senza dover far partire la procedura di "riadattamento al cluster", che non è detto poi vada a buon fine. Il fatto è che tali margini che pervengono al nodo "i", sono direttamente proporzionali al livello di potenza su cui è settato il link dal quale proviene il margine Δ_{\min} . Perciò tanto più questi link vengono settati (all'atto della loro instaurazione) con un alto valore di Δ , tanto più sarà elevata la potenza con la quale essi dovranno trasmettere, così da far in modo che possano a loro volta sopportare un più grande numero di utenti vicini "interferenti". Quindi, settando il link i-j su un valore più elevato di Δ , si riesce a fare in modo che il ricevitore "j" potrà successivamente "accettare" un numero maggiore di utenti

interferenti: ecco l'essenza del vantaggio che si ottiene aumentando il valore del Δ (che di norma è posto a 2dB). Inoltre avendo un margine elevato la trasmissione, se appartenente alla classe BE, sarà più facilmente riadattabile evitando il suo abbattimento.

A questo punto, nel momento in cui la trasmissione avrà inizio, il valore di potenza da trasmettere richiesto al nodo "i" sarà senz'altro maggiore rispetto al caso in cui il margine era di soli 2dB. Questo fatto però richiederà senza dubbio una maggiore "risorsa" (in termini di potenza uscente) al nodo trasmettitore, con il rischio di non poter più iniziare la trasmissione se la potenza $P_{n \max}$ non è stata fissata ad un valore sufficientemente elevato. A questo punto entra in gioco una facilitazione che sotto questo punto di vista ci dà il multi-hop, cioè limitare di instaurare link diretti per trasmissioni con distanze troppo elevate, e quindi con potenze elevate!

Risulta logico a questo punto, che, per aumentare e migliorare le prestazioni del sistema, si debba agire contemporaneamente sui due parametri prima citati, cioè $P_{n \max}$ e Δ , in modo tale che all'aumentare del Δ sia disponibile una maggiore potenza $P_{n \max}$ che eviti di mandare il nodo in "emergenza" con susseguente "riadattamento al nodo".

Dopo aver capito l'importanza del margine Δ sulle prestazioni dell'intera rete UWB, risulta opportuno mostrare i risultati delle successive simulazioni, effettuate variando i valori sia di $P_{n \max}$ che di Δ .

Aumentando notevolmente ambedue i parametri sopra citati, si è evidenziato un fenomeno quantomeno inaspettato. Si è giunti a delle prestazioni peggiori delle precedenti (sono diminuite sia le trasmissioni QoS partite rispetto a quelle totali, sia le trasmissioni QoS partite grazie al protocollo). E così via anche provando ulteriori valori

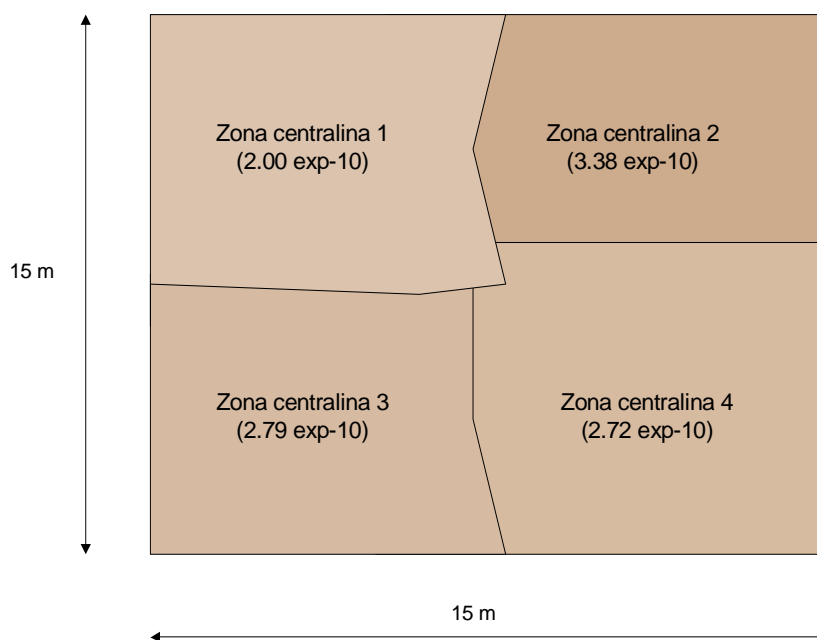
per i parametri in questione le prestazioni sono all'incirca rimaste invariate, senza aumentare.

Per poter quindi comprendere nella sua totalità il fenomeno verificatosi, è necessario analizzare con maggiore precisione quale sia effettivamente l'andamento della potenza in aria nella rete UWB, cioè come essa si distribuisce precisamente nell'ambiente: tale analisi sarà analizzata nel prossimo paragrafo e fornirà la risposta al quesito sopra posto.

PAR. 5.3 ANALISI DELLA POTENZA E DELL'INTERFERENZA

Sulla base dei risultati trovati durante le simulazioni, che troveranno valori numerici nei prossimi paragrafi di questo capitolo ma che già sono stati accennati nel paragrafo precedente, è molto importante ai fini della comprensione del problema andare a mostrare l'andamento della potenza presente nell'aria, graficamente.

Viene di seguito presentata una “cartina” che evidenzia, a seconda della tonalità del colore utilizzato, la presenza di un valore medio di potenza più o meno elevato. La “mappa” rappresenta tutto l'ambiente UWB considerato (cioè tutta la rete di dimensione $N \times N$ metri quadrati), e le potenze indicate sono quelle mediamente misurate dalle quattro centraline presenti nella rete. Si nota, infatti, che la zona è divisa in quattro aree ed ognuna delle quali ha al suo interno il valore di potenza che risulta essere quello mediamente stimato dalla rispettiva centralina (si nota che i valori indicati sulla cartina sono relativi a potenze “medie” misurate).

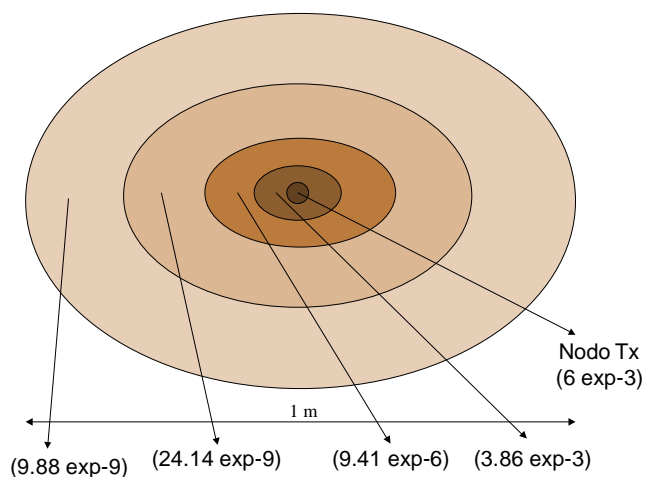


Osservando la figura è possibile rendersi conto di come la potenza che mediamente si trova nella rete sia notevolmente bassa, nonostante valori di $P_{n \max}$ anche elevati come già accennato nel precedente paragrafo. Inoltre si notano valori abbastanza uniformi, ciò è dovuto al multi-hop che “sparpaglia” la potenza sulla rete evitando il più possibile la presenza di picchi troppo elevati in alcuni punti della rete. Infatti in una rete single-hop si potevano avere valori che discostassero tra di loro anche di un ordine di grandezza.

Per comprendere meglio tale fenomeno allora, è necessario andare a fare un’analisi più dettagliata della rete stessa. Infatti, anziché vedere come la potenza si distribuisce mediamente sull’intera rete, risulta più utile analizzare il singolo nodo con il relativo andamento della potenza rispetto ad esso.

Per studiare tale aspetto viene mostrato il grafico sottostante, nel quale si prende come riferimento un singolo nodo che trasmette ad esempio a massima potenza verso il nodo ricevitore, senza nessun nodo “interferente” vicino, e si va a mostrare l’andamento della potenza uscente dal nodo.

Come si può notare dal grafico (vedi sotto), essa decade nell’aria in maniera vertiginosa (basti pensare peraltro che l’attenuazione è proporzionale a d^4 !!). Si noti che anche in tale grafico vengono utilizzati colori di intensità variabile con il valore della potenza presente in aria.

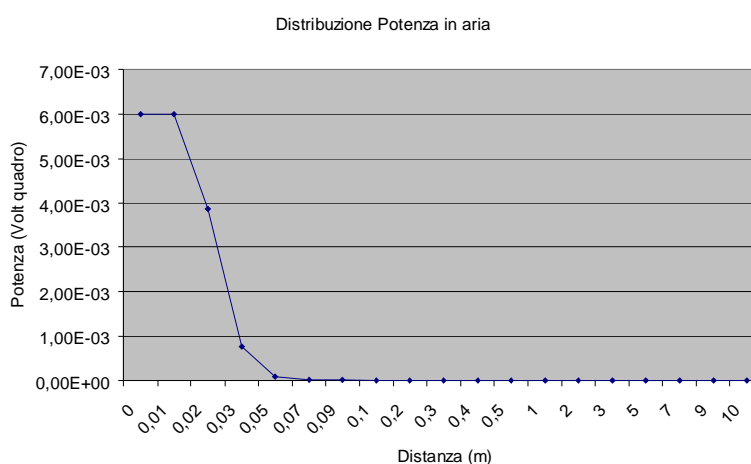


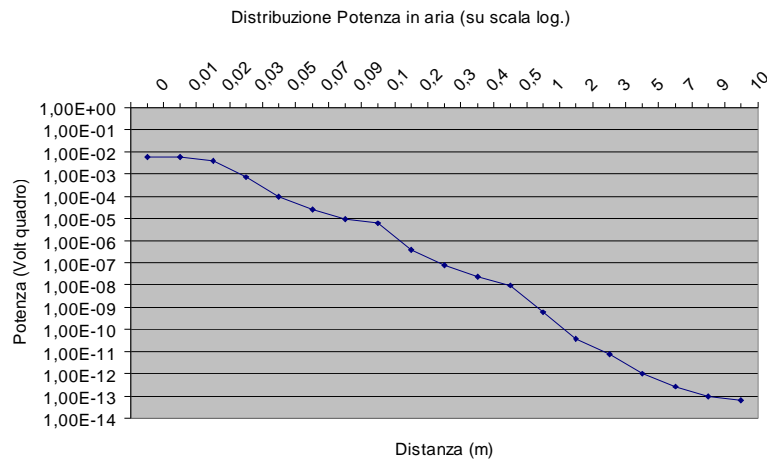
Dalla figura sopra esposta ci si rende conto del fatto che, nel giro di mezzo metro (rispetto al nodo trasmettitore), la potenza diminuisce di ben sei ordini di grandezza!

Questo fenomeno di decadimento notevole della potenza è strettamente correlato con le prestazioni che sono state mostrate nel precedente paragrafo.

Per quanto evidenziato infatti in precedenza, si è visto non sussistere una grande congruenza tra la variazione dei parametri della rete ($P_{n \max}$ e Δ) e le prestazioni della rete stessa (trasmissioni accettate rispetto alle richieste totali); tale fatto, in base a quanto detto nel paragrafo precedente, non sarebbe dovuto accadere.

La spiegazione di quanto successo però, sta proprio nel grafico sopra mostrato, che viene qui sotto nuovamente riportato in maniera più dettagliata, per consentire uno studio più approfondito del problema in questione. Si noti che il grafico, per ragioni “visive”, viene mostrato sia su scala normale che su scala logaritmica: infatti con quest’ultima si riescono ad evidenziare dei valori di potenza (dell’ordine dei 10^{-9} , 10^{-12}) che altrimenti risulterebbero illeggibili se visti su scala normale.

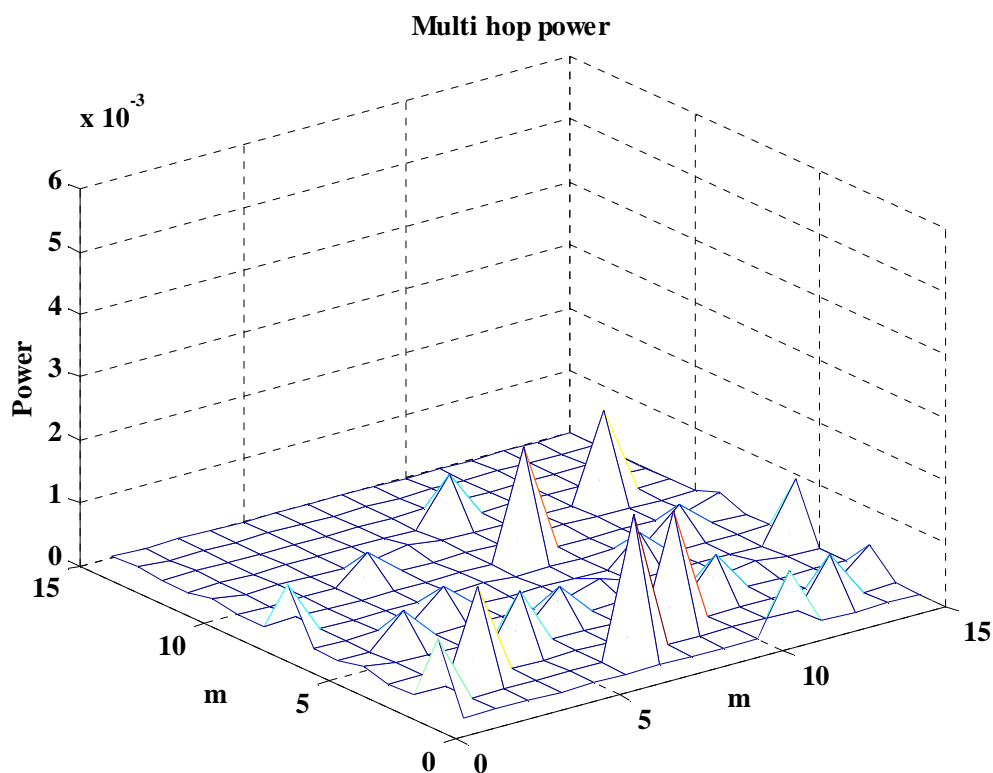




Con gli andamenti evidenziati, è facile capire il perché la potenza misurata dalle centraline UWB risulti sempre così bassa, come mostrato nel paragrafo relativo alle simulazioni effettuate: la potenza è tutta concentrata sopra il nodo, dopodiché decade subito diminuendo di molto il suo valore (è sufficiente vedere i grafici mostrati, e in particolare quello su scala logaritmica, per notare come la potenza diminuisca di un ordine di grandezza ogni 3-4 centimetri). Quindi solamente se venisse messa in corrispondenza del nodo trasmettitore, la centralina misurerebbe un valore pressoché vicino al limite FCC imposto sulla potenza. Per cui risulta ovvio il fatto che, mediamente (cioè non in corrispondenza esatta del nodo, ma basta spostarsi anche solo di 50 cm), la potenza in aria sia notevolmente bassa, così da rispettare senza nessun problema il vincolo imposto dall’FCC sulla potenza max. presente nell’aria. C’è da dire per chiarezza che non viene considerato “superato” il limite FCC, se in corrispondenza dei punti precisi ove ci sono i nodi la potenza risulti maggiore dei $6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$: la cosa importante è che tale limite sia rispettato mediamente su tutti i punti della rete UWB, che sono in numero straordinariamente maggiore rispetto al numero di utenti presenti, o meglio, rispetto al numero di nodi trasmettitori.

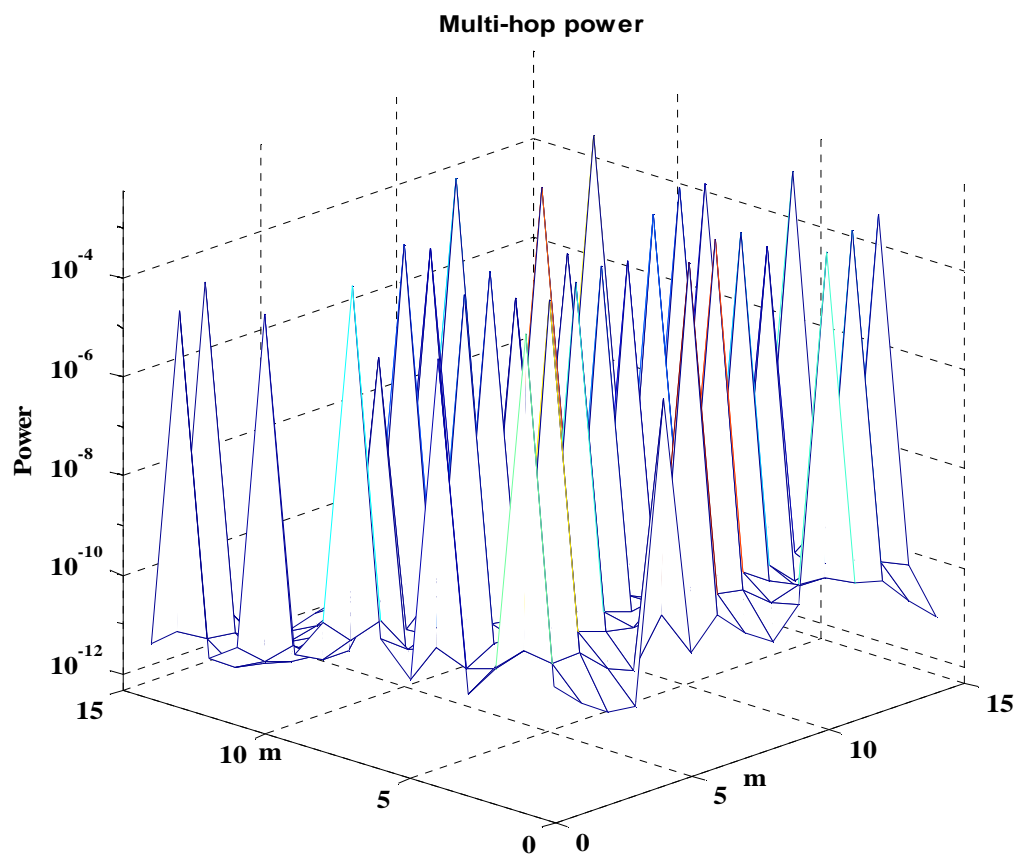
Per evidenziare meglio tale fenomeno e a seguito delle riflessioni fatte viene di seguito riportata una figura di notevole interesse. Viene mostrato un grafico dove durante una generica simulazione, è stato fissato un istante di tempo casuale nel quale è stata calcolata la potenza presente in aria, punto per punto, di tutto l'ambiente UWB.

Ecco ciò che ne è venuto fuori:



Si nota quindi ciò che prima era stato detto: è possibile vedere come la potenza presente in aria assuma dei valori notevolmente contenuti praticamente sul 99.9% del territorio, mentre sfiora il limite FCC solo in corrispondenza esatta di qualche nodo che sta trasmettendo a massima potenza. Ed è sufficiente spostarsi di una decina di centimetri da questo nodo, per non misurare più un valore di potenza maggiore dei $6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$ imposti dalla regolamentazione.

Tutto ciò ha, come visto, un notevole risvolto pratico: infatti è possibile aumentare la potenza $P_{n \max}$ anche oltre il limite FCC, senza incorrere in un sensibile aumento della potenza media presente in aria, la quale rimane tranquillamente sotto il livello di guardia.



Per maggiore chiarezza riportiamo qui in alto il grafico rappresentante la potenza in aria sull'intera rete UWB su scala logaritmica.

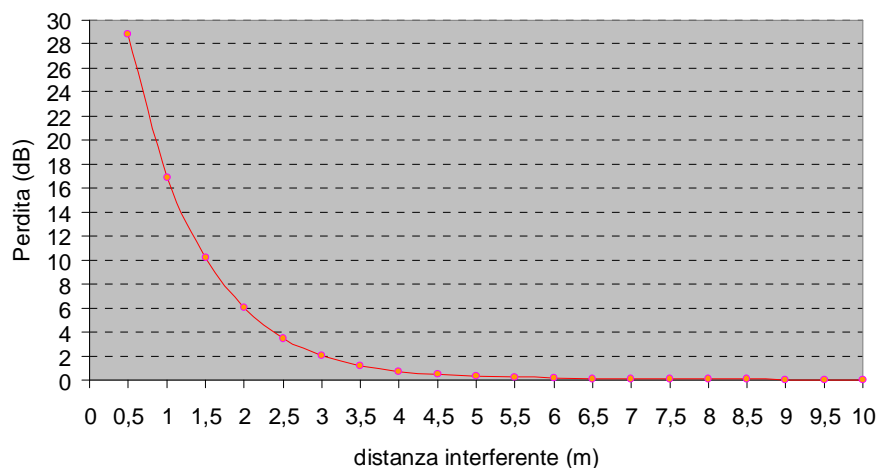
Dopo aver evidenziato e giustificato il livello così basso della potenza media misurata e sempre analizzando i grafici precedentemente mostrati, è immediato capire di quanto le prestazioni del sistema possano cambiare se, vicino al nodo ricevitore, sia presente o meno un nodo interferente. Ciò porterà in evidenza un altro risultato e cioè l'aumento delle connessioni andate a buon fine se nella scelta del nodo per effettuare il multi-hop

si terrà conto dell'interferenza al ricevitore, così come si riesce facilmente ad intuire come cambi la situazione se il nodo interferente si trovi a 1 m oppure a 10 m dal nodo ricevitore in questione. Tutto ciò verrà considerato anche nel prossimo paragrafo dove verrà analizzata la presenza del multi-hop nella rete.

Con lo scopo di chiarire meglio tale considerazione, vengono di seguito riportati due grafici di fondamentale importanza che mostrano: di quanto si abbassa il SINR al ricevitore in presenza di un nodo interferente e l'andamento dell'interferenza in tutto l'ambiente. Quest'ultimo grafico è stato fatto scegliendo un istante casuale della simulazione e calcolando punto per punto il valore di interferenza come se in ogni punto ci sia un potenziale ricevitore.

Per essere più chiari, si consideri, data la trasmissione i-j, il ricevitore "j". Il link i-j è settato in modo tale che il SINR su "j" sia pari a 12dB. Si supponga ora di mettere un generico trasmettitore "k" che trasmette a massima potenza - $6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$ - (che avrà la funzione di "interferente" per la comunicazione i-j) vicino al nodo "j". Ora, il primo grafico mostra, al variare della distanza tra il nodo interferente e il nodo "j", di quanto diminuisce il SINR sul nodo "j".

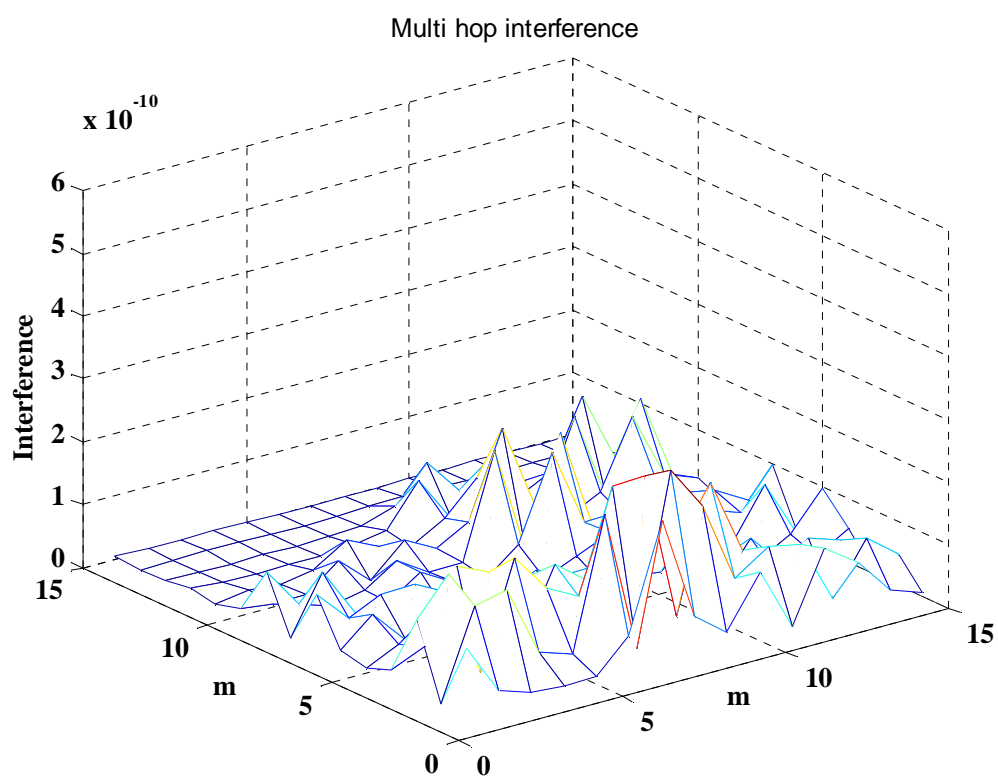
Perdita SNR dovuta ad interferenza



Analizzando l'andamento riportato si nota quanto sia notevole l'effetto dato dalla presenza del nodo interferente per distanze inferiori ai due metri.

Infatti, la presenza di tale nodo fa diminuire (...e non potrebbe fare altrimenti !) il SINR della comunicazione i-j: e nel caso in cui il nodo "k" si trovi a distanze inferiori ai due metri, appunto, la perdita di SINR è talmente elevata da non consentire in nessun caso l'instaurazione del set-up relativo al nodo "k". Quindi si capisce come, durante lo svolgimento della simulazione, il generico link i-j non consenta l'instaurazione di alcun set-up il cui nodo trasmettitore si trovi nel raggio di due metri rispetto al nodo "j".

Dal secondo grafico sotto riportato si nota un andamento simile a quello della potenza mostrato prima, ovvero un abbassamento repentino del livello dell'interferenza nel giro di qualche metro.



Questo ci fa capire anche quanto fondamentale sia la configurazione della rete di partenza per ottenere o meno determinate prestazioni di sistema.

Cioè ci si rende facilmente conto del fatto che i risultati delle simulazioni effettuate dipendano molto di più dalla “topologia” della rete UWB che non dai parametri prestazionali del protocollo scelti.

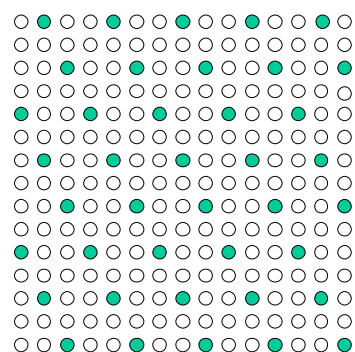
PAR. 5.4 MULTI-HOP: PRESTAZIONI E CONFRONTI

Abbiamo fin qui visto, dai risultati delle simulazioni effettuate, come l'interferenza provocata dalla potenza emessa dai trasmettitori e la limitazione della $P_{n \max}$ siano causa di una degradazione delle prestazioni della rete, abbiamo cercato di variare il valore di $P_{n \max}$ e Δ al fine di aumentare le prestazioni come sufficientemente spiegato nel paragrafo precedente ciò ha portato solo a un loro discreto miglioramento.

La tecnica messa in atto per migliorare notevolmente le prestazioni in termini di richieste di connessione andate a buon fine, sia del tipo QoS che BE, sfrutta l'utilizzo di un nodo presente nella rete che si preoccupa di fare da ponte in una trasmissione la quale comunque riguarda due nodi raggiungibili. Stiamo parlando quindi della tecnica di multi-hop, o meglio di soli due hop già spiegata a livello protocollare nel capitolo tre, questa ci permetterà come vedremo di diminuire la potenza di trasmissione e quindi l'interferenza generata ai nodi vicini e con una tecnica di routing mirata, come già spiegato, sempre nel capitolo tre, ci permetterà di ottimizzare la scelta del nodo su cui si appoggia la trasmissione per ridurre ancor più l'interferenza presente in prossimità dei nodi ricevitori.

Premettiamo innanzitutto che in seguito ai calcoli fatti abbiamo raggiunto un dimensionamento della cella UWB pari a 10 metri e sottolineiamo che la limitazione delle prestazioni è dovuta soprattutto all'interferenza tra i nodi, causata dall'elevata attenuazione in ambiente indoor, dell'ordine della quarta potenza. Con un controllo sulla potenza i parametri $P_{n \max}$, Δ e soprattutto l'attenuazione limitavano in una rete single-hop l'instaurazione delle connessioni di tipo QoS ad un 72% e le BE ad un 89% su un ambiente uniformemente distribuito di nodi, cioè 40 nodi in $10m^2$ disposti come nella

figura riportata qui sotto e su un traffico a regime di 50 comunicazioni contemporanee con probabilità del 50% tra QoS/BE e bit-rate variabili in maniera casuale tra 10Kbit e 1Mbit per le BE mentre per le QoS tra 100Kbit e 1Mbit.



● Nodo esistente
○ Posizione vuota

Avendo fatto queste premesse sulla condizione della rete vediamo ora come il multi-hop inserito

nell'algoritmo, anche se in pratica la comunicazione si appoggia solo su di un nodo ponte, si parla quindi di soli due hop, ha migliorato le prestazioni.

A parità di situazione si sono raggiunte le seguenti prestazioni:

Percentuale connessioni QoS instaurate: 95%.

Percentuale connessioni che tentano il multi-hop: 78% di cui il 94% andata a buon fine.

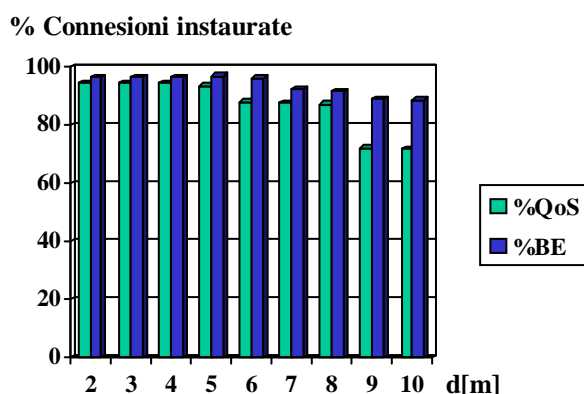
Percentuale connessioni BE instaurate: 97%.

Percentuale connessioni che tentano il multi-hop: 79% di cui il 96% andata a buon fine.

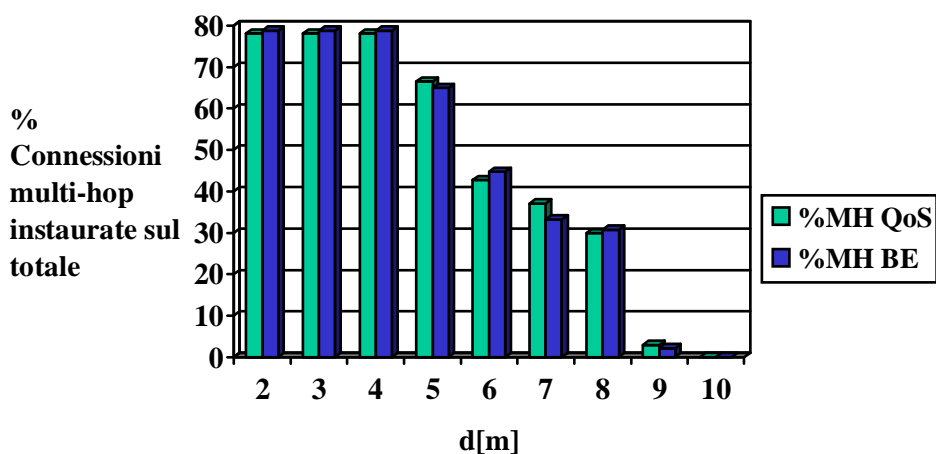
Precisiamo che la percentuale di connessioni che tentano il multi-hop dipende solamente da un fattore e cioè, si applica il multi-hop solamente per nodi con distanze superiori ai quattro metri, questo perché come accennato prima il guadagno di canale è stato assunto con la quarta potenza e quindi il limite dei 4 metri vuole significare diminuire sensibilmente la potenza di trasmissione e quindi l'interferenza. Quanto appena detto è stato confermato inoltre dalle varie simulazioni eseguite:

infatti variando il parametro d che limita l'uso della procedura del multi-hop a comunicazioni tra nodi la cui reciproca distanza è superiore a d metri si è ottenuto il risultato che la distanza d ottimale, cioè quella che massimizza le prestazioni in termini di connessioni instaurate con successo, è pari a quattro metri.

A conferma di ciò riportiamo di seguito due grafici che ci chiariscono ciò:



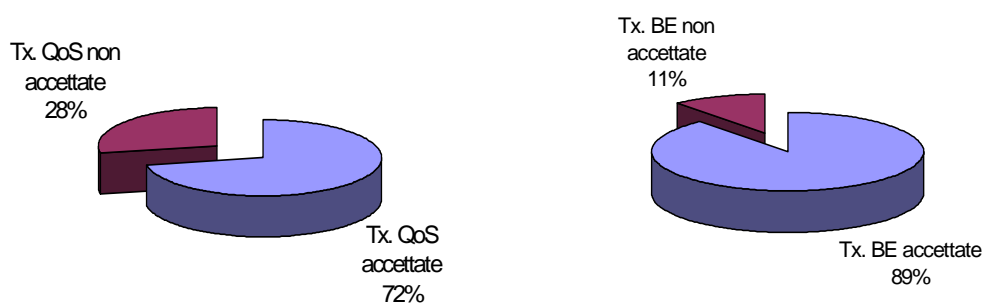
Da questo primo grafico si vede come anche diminuendo il parametro d sotto i quattro metri le prestazioni non migliorano, ma passando dal valore di d pari a dieci ovvero rete single-hop a d pari a quattro si abbia un miglioramento del 23% sulle trasmissioni QoS partite e dell'8% su quelle BE. Il perché vi sia una differenza nel miglioramento delle prestazioni tra le due classi di servizio è dovuto al fatto che mediamente le trasmissioni di tipo QoS hanno un bit-rate più alto, di conseguenza la potenza richiesta è più alta e sono così loro a trarre più vantaggio dal multi-hop. Inoltre ricordiamo che le trasmissioni QoS possono abbattere senza problemi le BE per poter stabilire la loro comunicazione e anche questo è un motivo del loro netto miglioramento. Avevamo accennato poco fa a due grafici che spiegassero la scelta del valore del parametro d , portiamo quindi qui di seguito il secondo:



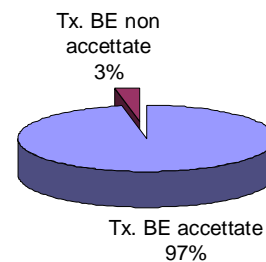
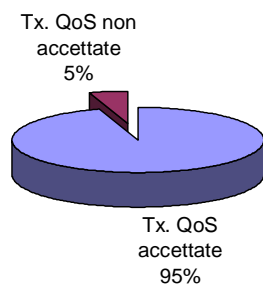
Da quest'ultimo grafico possiamo tirare fuori due risultati: il primo è la conferma che il parametro d ottimo sia proprio pari a quattro, il secondo ci da una spiegazione in più sul fatto che continuando a diminuire d le prestazioni non migliorano, infatti, la percentuale delle connessioni partite con due hop non aumentano e quindi le prestazioni non migliorano. Anche il fatto che la percentuale delle connessioni in multi-hop non aumentano diminuendo d trova una spiegazione, questa è dovuta alla topologia della rete, cioè dalla disposizione e dalla densità dei nodi.

Nel corso di questo paragrafo abbiamo visto finora le prestazioni della rete, vogliamo ora mettere in risalto le differenze analizzate sulla stessa rete, ma eliminando la possibilità di effettuare il multi-hop, in pratica vediamo un confronto tra le prestazioni di un protocollo single-hop e un protocollo multi-hop.

Iniziamo prendendo in considerazione i risultati delle simulazioni. Effettuando un numero sufficientemente elevato di prove (~1000), si è visto che mediamente sono partite circa il 72% delle richieste QoS effettuate e circa l'89% delle richieste BE effettuate. Tali risultati vengono di seguito riportati nei rispettivi grafici "a torta".



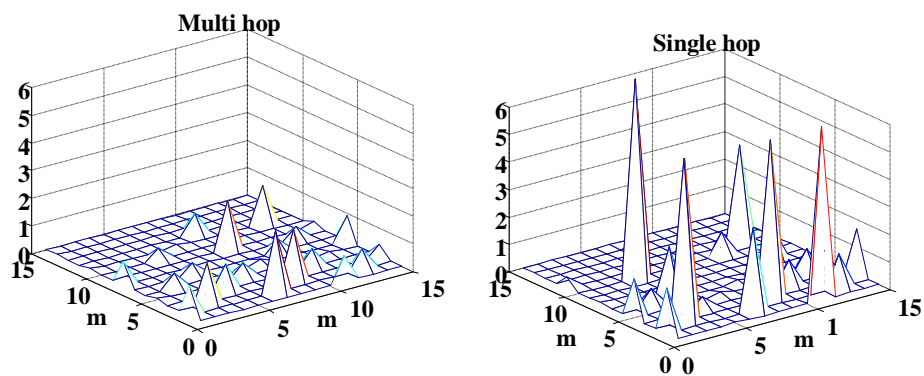
Volendo confrontare questi risultati con la stessa rete in modalità multi-hop, abbiamo che sempre su un numero elevato di prove (~1000), si è visto che mediamente sono partite circa il 95% delle richieste QoS effettuate e circa il 97% delle richieste BE



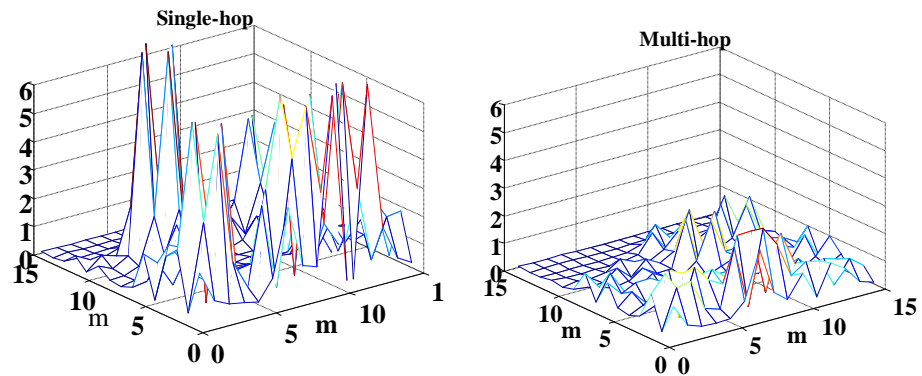
effettuate. Tali risultati vengono di seguito riportati nei rispettivi grafici “a torta”.

Si vede quindi un netto miglioramento della percentuale delle trasmissioni partite.

Come già detto un parametro importante che è stato fornito dalla simulazione della rete, riguarda la misura della potenza in aria, è stato evidenziato anche un valore molto basso di potenza mediamente presente in aria. Vediamo ora quindi di confrontare i livelli di potenza alla fine di due simulazioni analoghe:



Si nota quindi una potenza in aria più omogenea e più bassa per la rete multi-hop rispetto alla rete single-hop e questo è uno dei motivi per i quali si ha un aumento delle prestazioni. È da notare che sull’asse verticale è espressa la potenza in $[mV^2]$.



A questo punto non ci rimane, per finire i confronti con una rete single-hop, che mostrare gli ultimi due grafici relativi all'interferenza sopra riportati:

Anche su questi grafici rappresentanti l'interferenza in ogni punto della rete si notano dei valori più bassi ed omogenei. Anche qui è da notare che sull'asse delle ordinate i valori sono in $[V^2 \times 10^{-10}]$.

PAR. 5.5 CONCLUSIONI

In questo capitolo abbiamo dapprima descritto come è strutturato il simulatore, visti i parametri di simulazione dei quali ricordiamo i più importanti: $P_{n \max}$ (massima potenza erogabile da un nodo), Δ (livello di potenza da aggiungere alla trasmissione per avere un margine di riadattabilità) e d (distanza minima per la quale può partire il multi-hop), successivamente abbiamo analizzato la potenza e l'interferenza in aria ed infine abbiamo dato prestazioni e confronti delle simulazioni. Abbiamo parlato esaurientemente di tutto ciò, così in questo paragrafo dedicato alle conclusioni non vogliamo portare altri risultati ma solamente accennare ad un problema che fin qui non ci siamo posti e chiameremo il problema dovuto allo start-up che descriveremo con un esempio per maggiore chiarezza e rapidità di lettura.

Si consideri la procedura con la quale, il generico nodo “i” decide di voler instaurare un set-up e trasmettere verso un altro nodo, i nodi che sono nello stato di ricezione e che appartengono al cluster di “i” trasmettono verso tale nodo i margini Δ_{\min} (ASI) relativi alle loro comunicazioni. In tale procedura, tutti questi margini vengono calcolati e successivamente trasmessi al nodo “i”. Bene, chiamato “k” il generico nodo ricevitore che deve trasmettere ad “i” il proprio margine Δ_{\min} , e chiamato “t” il corrispondente nodo trasmettitore con cui “k” è collegato ed al quale fa riferimento il margine Δ_{\min} da trasmettere, il fatto importante da tenere in considerazione è che tale margine risulta essere direttamente proporzionale alla potenza con cui è “settata” la comunicazione t-k (P_{t-k}).

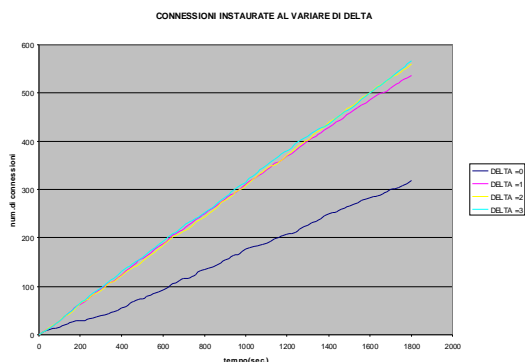
Premesso ciò, si immagini ora la rete UWB in condizioni di start-up, nell’istante cioè in cui si prova ad instaurare il primo set-up dell’intera rete. In tale situazione, non essendoci ancora alcuna trasmissione attiva, il link si troverà ad instaurarsi in condizioni di assenza di interferenti. Questo comporta la richiesta di un livello di potenza notevolmente basso affinché il set-up possa andare a buon fine: cioè supponendo che la prima comunicazione dell’intera rete avvenga tra i nodi “i” e “j”, accade che la potenza P_{i-j} risulta essere molto bassa. Tale discorso ovviamente non vale solo per il primo link, può essere ripetuto analogamente anche per tutte le comunicazioni che partono agli inizi della simulazione (tenuto conto del fatto che per tali link non vale la condizione di “assenza” di interferenti, ma di “bassa” interferenza): ciò non smentisce però che nelle prime fasi della simulazione tutte le comunicazioni che si instaurano si settano su livelli di potenza decisamente bassi, proprio perché non è necessario un livello più alto, avendo pochi nodi interferenti vicini! Conseguenza di ciò è che tutti i ricevitori di queste comunicazioni che si sono instaurate con bassi valori di interferenza,

trasmetteranno al generico nodo “i” - che vuole instaurare un nuovo set-up - dei margini Δ_{\min} notevolmente piccoli, rischiando, se tali comunicazioni sono di tipo QoS e quindi non sono riadattabili, di non far instaurare il set-up richiesto dal nodo “i”.

È anche per questo che si è scelto un valore di durata della simulazione relativamente alta, proprio per non far pesare nei risultati questo transitorio.

Un altro punto che merita un accenno in questa conclusione riguarda il fatto che il Δ debba essere obbligatoriamente maggiore di 0 dB. Il che è logico, in quanto il margine Δ è il diretto responsabile del fatto che ogni comunicazione possa o meno sopportare altri link provocanti interferenza: e giustamente, ponendo un Δ pari a 0 dB, accade che nessuna comunicazione è in grado di accettare eventuali interferenti, con conseguenze catastrofiche riguardo al numero di link che si possono instaurare durante la simulazione!

Tale considerazione viene riportata graficamente nella figura di seguito mostrata. Essa mette a confronto il numero di link che si instaurano mediamente durante una simulazione avendo posto un Δ pari a 0 dB, rispetto al caso in cui il Δ viene posto uguale a 1,2,3,4,5 dB, l’andamento è ben visibile. La netta differenza di prestazioni infatti non si nota tanto nel fatto che il Δ possa valere 2,3 o 4 dB, ma nel fatto che questo sia diverso da zero!



Prima di concludere il lavoro, è necessario, per una maggiore chiarezza dei risultati ottenuti, accennare un ultimo aspetto: una limitazione predominante della quale non abbiamo per niente parlato all'interno di questo capitolo in quanto assunta per buona dagli articoli cui abbiamo fatto riferimento per il dimensionamento della cella UWB è il fatto che abbiamo scelto una attenuazione proporzionale a d^4 .

La scelta di una attenuazione proporzionale a d^4 è stata già giustificata nel capitolo quattro, ma è quantomeno doveroso riflettere cosa possa succedere nel caso in cui si scegliesse di utilizzare l'attenuazione da spazio libero, proporzionale a d^2 .

Per prima cosa rifacendo i conti sul dimensionamento si trova un risultato lampante: il raggio è notevolmente aumentato, si è passati infatti da 10 metri a 5.5 chilometri.

Proprio in virtù di questo fatto, le potenze in trasmissione sono molto più basse (si attenuano molto meno rapidamente), di conseguenza si viene a creare un'interferenza tra le varie comunicazioni praticamente irrisoria.

Quindi, si ha che i margini Δ (ASI) saranno molto alti, la potenza in trasmissione come si è detto molto bassa (rispetto a $P_{n \max}$), e quindi è evidente un aumento straordinario delle prestazioni.