

*Università di Roma "La Sapienza"*  
*Facoltà di Ingegneria Elettronica*  
*Anno Accademico 2000 / 2001*



**SVILUPPO DI UN PROTOCOLLO MAC  
NELL'AMBITO DEL SISTEMA  
WHYLESS.COM**

*Tesi di Laurea*

*Chiar.mo Relatore*

*Laureando*

**Prof. M.G. DI BENEDETTO**

**FLAVIO CAPPUCINI**

**Matr. 09100285**

# **INDICE**

|  |               |
|--|---------------|
| <b>PREFAZIONE</b>  | <b>I</b>      |
| <b>INTRODUZIONE</b>  | <b>III</b>    |
| <b>Capitolo 1</b>  |               |
| <b>DESCRIZIONE DELLA TECNICA TRASMISSIVA UWB</b>               | <b>Pag.1</b>  |
| 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        |
| <b>Capitolo 2</b>  |               |
| <b>CONTROLLO DI POTENZA NELLE ARCHITETTURE<br/>DISTRIBUITE</b> | <b>Pag.16</b> |
| 2.1 Importanza del controllo di potenza                        | Pag.16        |
| 2.2 SLN di strato MAC  | Pag.18        |
| 2.3 Il protocollo DRNP   | Pag.27        |
| <b>Capitolo 3</b>  |               |
| <b>IL PROGETTO WHYLESS.COM</b>                                 | <b>Pag.39</b> |
| 3.1 Modello "MAC" e architettura della rete                    | Pag.39        |

3.2 Classi di servizio dello strato MAC Pag.43

## **Capitolo 4**

**DESCRIZIONE DEL PROTOCOLLO MAC Pag.47**

4.1 Generalità Pag.47

4.2 Descrizione dettagliata del protocollo Pag.51

## **Capitolo 5**

**DIMENSIONAMENTO DELLA CELLA UWB Pag.95**

5.1 Introduzione al dimensionamento Pag.95

5.2 Analisi del dimensionamento effettuato Pag.101

5.3 Ulteriori considerazioni sul dimensionamento Pag.120

## **Capitolo 6**

**RISULTATI DELLA SIMULAZIONE E DISTRIBUZIONE DELLA POTENZA IN ARIA Pag.125**

6.1 Breve descrizione del simulatore Pag.125

6.2 Simulazioni effettuate Pag.130

6.3 Distribuzione geografica della potenza in aria Pag.138

6.4 Conclusioni Pag.149

**BIBLIOGRAFIA Pag.168**

# PREFAZIONE

Sono passati ormai cinque anni e mezzo dal giorno in cui mi sono iscritto come “matricola” al corso di Ingegneria Elettronica all’università di Roma “La Sapienza”, e adesso mi trovo qui oggi, 26/07/01, pronto a discutere la Tesi di Laurea.

Ne è passato di tempo anche se non mi sembra affatto, perché la fretta e la caoticità dell’ambiente universitario hanno trasformato questi anni della mia vita in un continuo rincorrersi di date, di esami, di corsi da seguire e di esercitazioni da fare, facendo in modo tale che il tempo mi scorresse davanti senza quasi rendermene conto e senza darmi neppure la possibilità di fare il conto alla rovescia degli esami mancanti.

Gli esami sono stati parecchi, 30 per l’esattezza, ognuno con le proprie caratteristiche e con le relative difficoltà. Di essi molti sono stati quelli che hanno attirato la mia attenzione, in quanto hanno toccato degli aspetti tecnologicamente avanzati e di grande interesse per quel che concerne la mia voglia di sapere. Però la materia di “Comunicazioni Elettriche”, il cui corso è stato tenuto dal Prof. Ordinario dell’Università di Roma “La Sapienza” M.G. Di Benedetto, sicuramente ha lasciato in me quel qualcosa in più che non tutte le materie sono riuscite a darmi, forse per un mio minore interesse in esse riposto, o forse per altri motivi a me sconosciuti.

Fatto sta che proprio per questo notevole interesse in me suscitato dallo studio per tali argomenti, ho deciso circa nove mesi or sono di continuare il cammino intrapreso nel quarto anno su questa materia, e di svolgere la Tesi di Laurea proprio con la Prof.ssa M.G. Di Benedetto, che me ne ha dato fortunatamente la possibilità.

L'esperienza maturata in questi mesi è stata per me notevole, poiché ho avuto l'opportunità di svolgere un lavoro in collaborazione con altri ragazzi laureandi come me. Questo mi ha consentito innanzitutto di vivere un primo importantissimo approccio di "lavoro di gruppo", ed inoltre di avere un confronto continuo di idee che ha fatto sì che molti problemi sorti venissero più facilmente affrontati.

A sostenimento di quanto detto penso che il minimo che io possa fare sia un sentito e sincero ringraziamento alla Prof.ssa M.G. Di Benedetto, sia per la fiducia che ha in me riposto dandomi la possibilità di svolgere un lavoro così importante per la mia carriera universitaria, che per la disponibilità (praticamente illimitata) che ha mostrato, nei miei confronti e nei confronti di tutti i tesisti con i quali ho collaborato, nel fornirci le relative spiegazioni sul lavoro da svolgere, dandoci inoltre la documentazione necessaria a far sì che il nostro lavoro prendesse forma.

**L' AUTORE**

# INTRODUZIONE

Oggi giorno la tecnologia nell'ambito della telefonia, sia fissa che mobile, è arrivata a livelli elevatissimi portando all'avanguardia tutto ciò che riguarda il mondo delle telecomunicazioni.

Le infrastrutture create recentemente hanno portato all'utente un nuovo concetto di quello che prima riguardava una semplice "telefonata": oggi si parla di "Internet", di "Telefonia GSM", "UMTS", di "sistemi satellitari". E tutto ha per fondamento di base il mondo delle telecomunicazioni.

Solo negli ultimi vent'anni il progresso visto ha innovato molti dei vecchi concetti di telefonia, rinnovandosi in continuazione tanto da far diventare "obsoleto" ciò era stato fatto appena uno o due anni prima. E così si tenderà sempre di più ad andare avanti per questa strada, che porterà sì ad un'innovazione continua e persistente, ma anche ad un invecchiamento precoce di tutte le risorse tecnologiche degli ultimi anni.

In questo ambito si inserisce il concetto di reti "Wireless" in cui si perde completamente il senso di una struttura fissa che possa fare da tramite a due terminali che vogliono instaurare una nuova comunicazione. Tali nuove reti sono costituite interamente da nodi trasmettitori, senza il bisogno di alcuna infrastruttura che non sia "mobile". Questi nodi sono in grado di svolgere le mansioni tanto da terminali per comunicazioni "end-to-end" quanto da nodi instradatori per le comunicazioni di altri nodi 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, e che permettesse l’instaurazione di link abbassando il livello dell’interferenza presente nell’ambiente.

La tesi svolta riporta lo studio completo dell’analisi della situazione descritta.

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 invece si vanno a descrivere, senza entrare molto nel dettaglio, due esempi di protocolli di strato MAC dai quali si è preso spunto per creare quello che viene poi descritto nel quarto capitolo. In esso infatti si va a descrivere con esattezza e precisione la struttura completa del protocollo di strato MAC oggetto della tesi. Prima se ne fornisce una descrizione generale, nella quale si elencano tutti i possibili casi ai quali si può andare incontro. Successivamente si va ad illustrare questi con tutte le relative procedure del caso.

Per quanto riguarda il terzo 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”.

Nel quinto 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 sesto 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 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.

Un’altra 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 può essere utilizzato con le attuali tecnologie, sotto la condizione di un ideale canale ad accesso multiplo.

## 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:

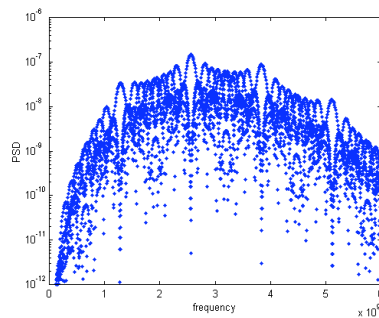
1) *treno di impulsi uniformemente spazati* : un treno di impulsi di forma

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

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

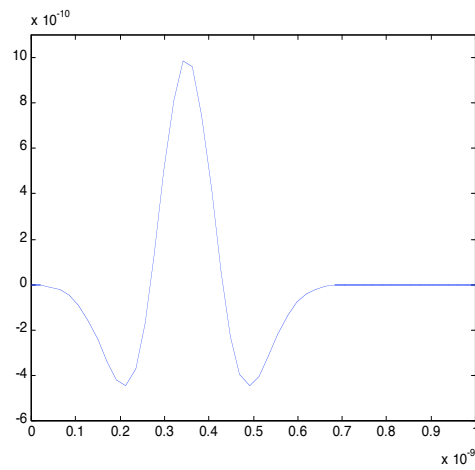
traslazione degli impulsi  $\{c_j^{(k)}\}$  chiamata **sequenza** o codice di TH. Questa sequenza di traslazioni sono pseudorandom con periodo  $Np$ , con ogni elemento della sequenza che è un valore intero  $0 \leq c_j^{(k)} \leq Nh$ . Per cui la sequenza di TH fornisce un'ulteriore traslazione ad ogni 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).



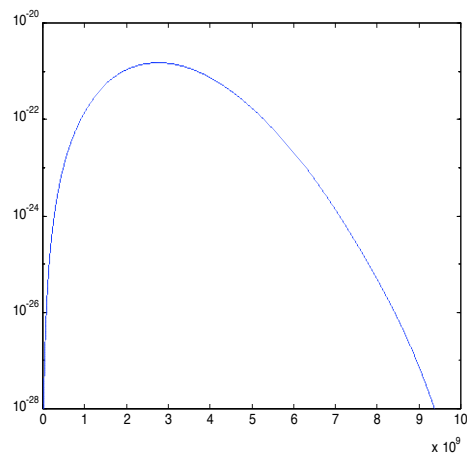
Si consideri come monociclo ricevuto all'uscita dell'antenna quello di seguito riportato:

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

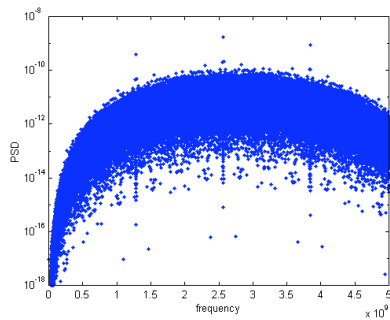
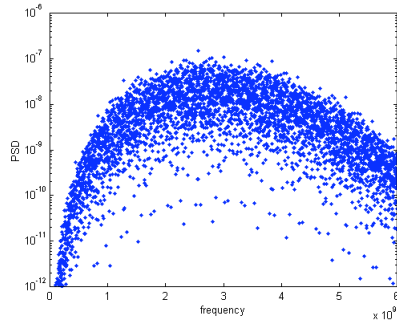
esso è rappresentato in figura,



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



Il PSD del  $s_{tr}^{(k)}(\xi^{(k)})$  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  $N_h T_c / T_f$ , si ha che cambia la possibilità di avere collisioni fra impulsi; in particolare, con valori di  $N_h T_c / T_f \ll 1$  la collisione rimane un evento significativo mentre, con  $N_h T_c / T_f \approx 1$  ed un buon codice di time-hopping, l'interferenza dovuta all'accesso multiplo può essere modellizzata come un processo 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  $\delta$ . 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:

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

### 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 ,  $\tau_k$  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  $\tau_1$  o per la periodicità del codice di time-hopping del valore  $(\tau_1 \bmod Tf)$ ) allora può 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 sia 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  $n_{tot}(t)$  è la forma d'onda che rappresenta il rumore e l'interferenza:

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

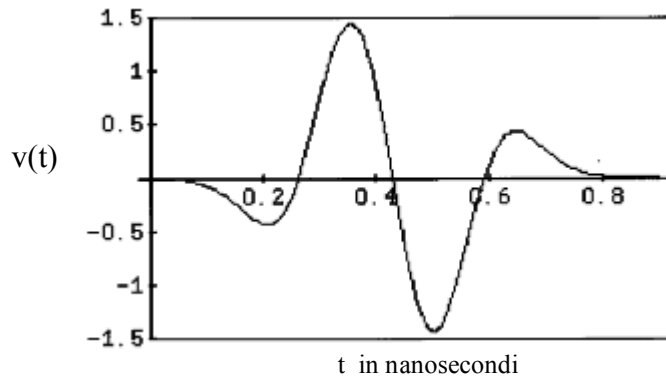
Per cui il correlatore del ricevitore si può ridurre ad una regola di decisione:

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

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  $\delta$  è scelto pari a 0.156 nsec..

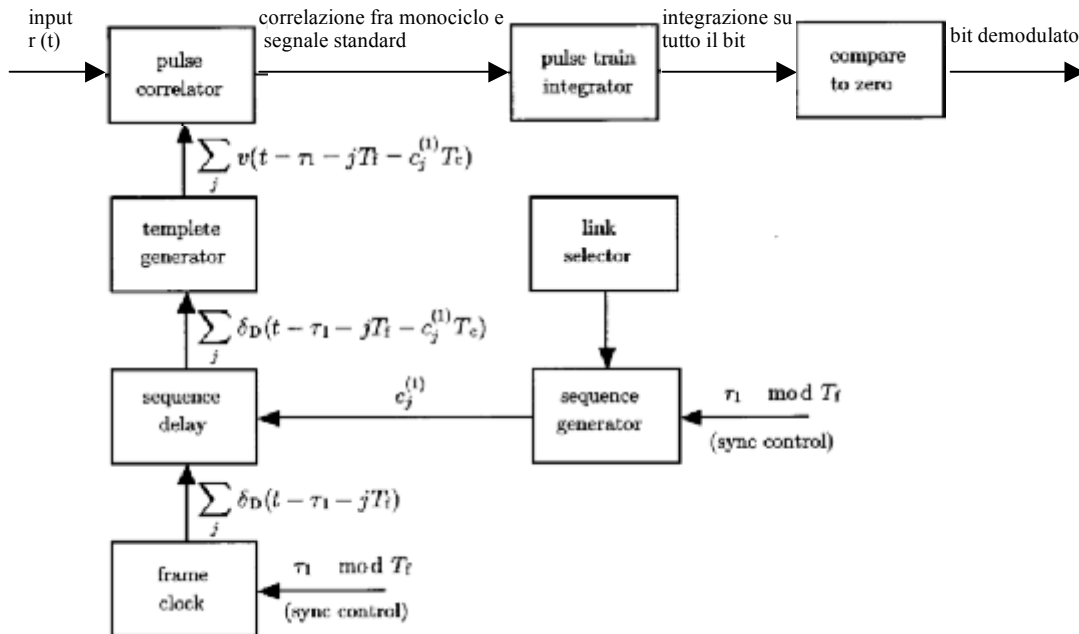
Poiché  $v(t)$  è la differenza di due monocicli traslati di  $\delta$ , il segnale standard si estende approssimativamente di  $\delta$  in più della larghezza del monociclo (circa 0.86 ns).

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:

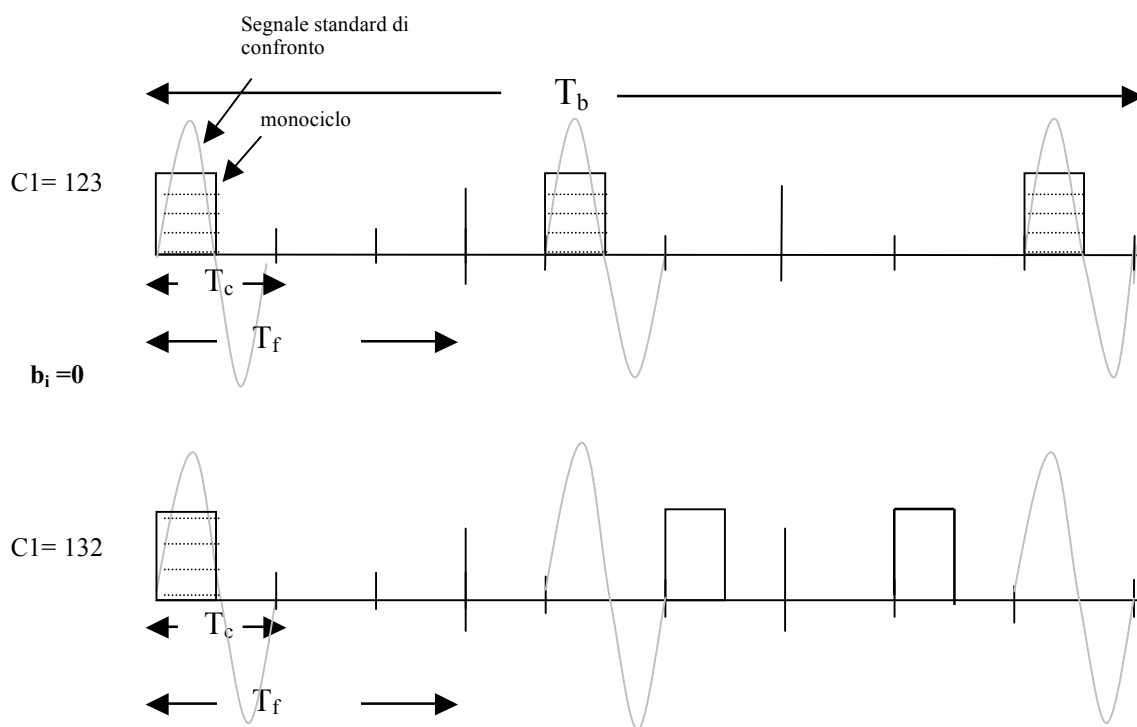
$$C1 = 123 \quad C2 = 132$$

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

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

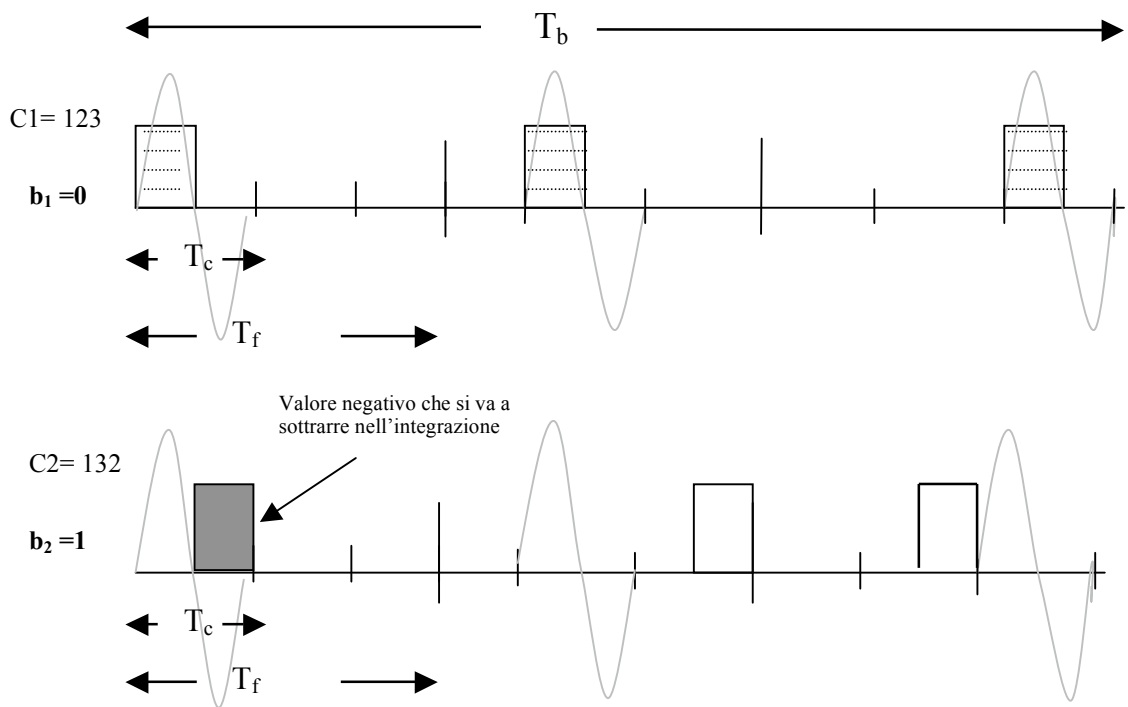
si ha che in caso di segnali sincroni, la collisione di un monociclo può avvenire se le due trasmissioni hanno la stessa cifra di codice di time-hopping e lo stesso valore di bit,

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  $mp=3+1= 4$  valori di area ( $s(t) \cdot v(t)$ ), cioè un valore superiore rispetto a quello che si sarebbe avuto senza la trasmissione interferente ( $mp=3$ ).

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 :

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

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

$\sigma_a^2$  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

---

### CONTROLLO DI POTENZA NELLE ARCHITETTURE DISTRI- BUIE

---

#### PAR. 2.1 IMPORTANZA DEL CONTROLLO DI POTENZA

La maggior parte della letteratura riguardante le trasmissioni UWB Radio è fondata principalmente su due ipotesi: l'utilizzo del medesimo bit rate da parte di tutte le unità e uguali potenze ricevute da parte di tutti gli utenti. Quest'ultima assunzione corrisponde ad un perfetto controllo di potenza, necessario per incrementare le prestazioni sia in un sistema cellulare, che in un sistema completamente distribuito e perciò costituito da entità "alla pari". Difatti, in un sistema radio spread spectrum quale l'UWB, le prestazioni su di un determinato link sono limitate dall'interferenza multiutente presente presso ogni ricevitore. Tale contributo, si veda la relazione relativa all'SNR, è dovuto alle collisioni che si verificano fra gli impulsi emessi dal trasmettitore e quelli degli utenti interferenti.

Per incrementare la capacità del sistema ed ottenere determinati requisiti di qualità per ogni link è necessario, quindi, introdurre uno schema per il controllo di potenza, indipendentemente dal fatto che l'architettura della rete sia centralizzata o distribuita. Inoltre, poiché questo meccanismo tende a mantenere la potenza trasmessa da ogni utente al livello minimo consentito per conseguire un prefissato rapporto segnale/rumore (e, di conseguenza, un determinato BER) sul link, tale schema permette



di minimizzare l'interferenza presente nel sistema. Questa caratteristica è certamente la migliore dal punto di vista di un possibile utilizzo in campo militare, poiché permette di abbassare il livello di potenza totale presente nell'intero sistema e pertanto di migliorare le prestazioni in termini di probabilità di rivelazione (Low Probability of Intercept and Detection: LPI/D).

Occorre sottolineare infine, che tale controllo delle potenze trasmesse consente inoltre di ridurre il consumo in termini di potenza per le singole unità, che è spesso uno degli aspetti più rilevanti in un sistema di radiomobili.

Nel presente capitolo si farà riferimento a due protocolli MAC con controllo di potenza distribuito che più di ogni altri hanno consentito la definizione e la stesura del protocollo ideato, il quale sarà presentato nei capitoli successivi.

Il primo di questi due protocolli è stato studiato per una “impulse radio military wireless network”, dunque proprio per una rete distribuita utilizzante la tecnologia UWB. Le caratteristiche della rete e del protocollo verranno meglio specificate a breve.

Il secondo protocollo MAC che verrà analizzato è stato invece pensato per una rete distribuita nella quale i dispositivi presenti scambiano informazioni e gestiscono l'accesso comune alla risorsa attraverso la tecnica del DS-CDMA. C'è da dire peraltro che questo suo studio si è rivelato molto importante, essendo stato possibile fare un parallelo tra le formule caratteristiche delle due tecniche trasmissive.

## PAR. 2.2 SLN DI STRATO MAC

I principali obiettivi ai quali si cerca di giungere nella progettazione di una rete wireless di tipo militare sono due: il “throughput” e la bassa probabilità di rivelazione.

In questo senso le caratteristiche proprie della tecnologia UWB come la bassa densità spettrale di potenza e l’alta immunità al fading da cammini multipli ne fanno senza ombra di dubbio la più seria candidata a costituire lo strato fisico delle future reti di tipo wireless.

Per contro uno dei principali problemi al riguardo è rappresentato dai tempi di acquisizione del segnale, che sono sicuramente più lunghi di quelli dei normali ricevitori CDMA a banda stretta.

Nelle reti a pacchetto tradizionali (*PRNs*) i links di strato fisico vengono abbattuti quando c’è assenza di dati da trasmettere, oppure per permettere la trasmissione half-duplex tra i nodi impegnati nella comunicazione. Ciò implica, nel momento in cui si vuole trasmettere un nuovo burst di dati, la reinstaurazione del link attraverso l’invio di pacchetti di segnalazione contenenti “acquisition headers” molto lunghi. Tali pacchetti che consentono la “risincronizzazione” con il ricevitore vengono inviati a potenza elevata, generando in una rete concepita per essere il meno rilevabile possibile, un traffico intermittente ad alta potenza.

Quanto detto lascia intuire come sia preferibile cercare di ridurre al minimo il numero di tali acquisizioni.

A tale proposito viene di seguito presentato un nuovo schema di strato MAC chiamato “*sustained link networks*” (**SLN**) dove si cerca di ridurre questi problemi legati al

traffico intermittente di pacchetti di segnalazione, mantenendo attivi in maniera permanente i links instaurati. Per permettere il traffico dei dati in modo bidirezionale tra i due nodi impegnati nella comunicazione senza dover abbattere il link, come nelle trasmissioni half-duplex, viene attuata la tecnica full-duplex ampiamente spiegata nel Capitolo 1. Tale tecnica si basa sull'oscuramento del ricevitore negli intervalli di tempo nei quali sono attive le unità trasmettenti presenti nello stesso nodo.

Durante i periodi nei quali non ci sono più dati disponibili alla trasmissione, il generico link di strato fisico viene mantenuto trasmettendo ad un bit rate minore le informazioni sulla rete, sul controllo di potenza e sul "*Situational Awareness information*" (SA). Tali informazioni sono contenute all'interno di pacchetti denominati "*information update*" (IU).

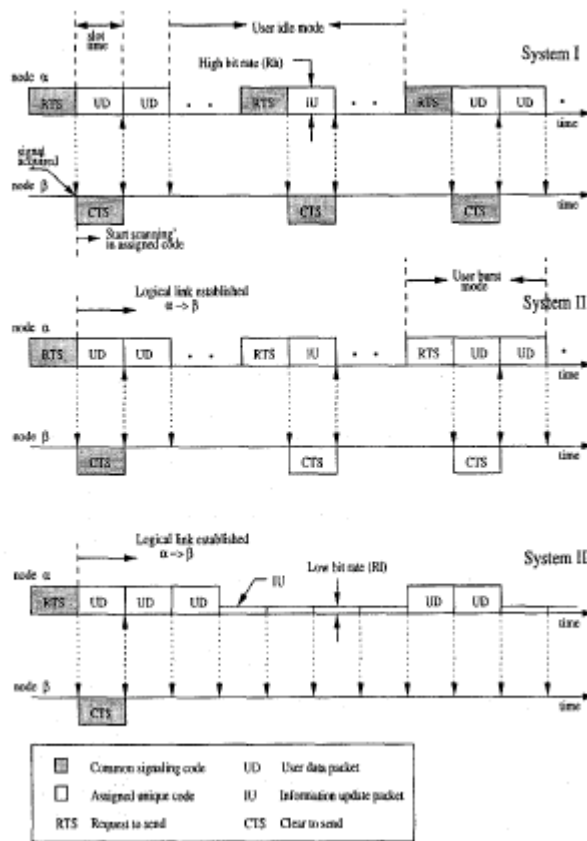
La potenza con la quale tali pacchetti vengono trasmessi può essere ridotta lasciando invariato il rapporto segnale/rumore grazie al contemporaneo aumento del parametro  $N_s$ . Ciò chiaramente riduce ulteriormente la densità spettrale di potenza.

E' importante comunque notare come il fatto di mantenere i links attivi non riduce, proprio in rapporto a quanto appena fatto notare, la copertura totale del sistema.

E' opportuno notare che vengono confrontate le performance relative a due versioni delle tradizionali packet radio networks con quelle ottenibili col sistema SLN proposto.

Per rendere il confronto equo si suppone che tutti e tre i sistemi utilizzino uno strato fisico basato sulla tecnica UWB.

L'handshake che caratterizza l'instaurazione di un link nelle tre versioni proposte è rappresentato nella figura sotto riportata.



Tale handshake consiste nella trasmissione di un pacchetto Request to Send (RTS) da parte del nodo interessato a trasmettere un burst dati verso il nodo ricevitore, e di ritorno nell'invio del pacchetto Clear to Send (CTS) che il ricevitore trasmette verso il trasmettitore per comunicare l'avvenuta ricezione del pacchetto RTS.

A parte gli acquisition headers i pacchetti RTS e CTS includono gli indirizzi dei nodi sorgente e destinazione, l'informazione circa il codice utilizzato per la trasmissione e le informazioni necessarie ad attuare il controllo di potenza.

L'RTS è trasmesso alla massima potenza in broadcast per garantire l'acquisizione e perché non c'è informazione di feedback dal ricevitore con la quale regolare la potenza iniziale.

Nel sistema 1, i pacchetti di segnalazione RTS e CTS sono trasmessi usando un codice di segnalazione comune. Attraverso l'RTS il trasmettitore comunica al ricevitore il codice scelto per la trasmissione incipiente. Ricevuto l'RTS il ricevitore si mette immediatamente in ascolto sul codice comunicato cominciando a decodificare i pacchetti dati o i pacchetti IU indirizzati verso di lui.

In figura non si sono considerati ritardi di propagazione. Se un qualsiasi pacchetto di segnalazione viene ricevuto in maniera non corretta, l'handshake non ha buon esito e il nodo sorgente riprova a trasmettere un pacchetto RTS dopo un periodo di backoff geometricamente distribuito con parametro  $p_t$ .

Nel sistema 2, i pacchetti di segnalazione sono trasmessi sul codice comune di segnalazione solo durante il set-up iniziale del link.

Una volta che il link si è instaurato, tutti i pacchetti trasmessi successivamente inclusi i pacchetti di segnalazione sono trasmessi usando il codice assegnato univocamente alla comunicazione.

Come si può notare dalla figura stessa esistono due modi di funzionamento principali: l'*user burst mode*, nel quale vengono trasmessi i data burst e l'*user idle mode*, che rappresenta il modo di funzionamento che si interpone tra due trasmissioni dati successive. Nelle PRNs convenzionali tale modo di funzionamento è sfruttato per trasmettere pacchetti IU producendo in tal modo un aumento dell'overhead di segnalazione dovuto all'instaurazione del collegamento comunque necessaria.

Tutto ciò non si verifica nel sistema 3 (SLN), nel quale come specificato in precedenza il link viene mantenuto anche nei periodi di non trasmissione dei data burst. Dopo la fase di instaurazione i pacchetti dati vengono trasmessi, utilizzando il codice scelto per la comunicazione, ad un bit rate elevato ( $R_h$ ) nello user burst mode. Sempre utilizzando

il codice concordato i pacchetti IU vengono trasmessi ad un bit rate più basso ( $R_1$ ) nello user idle mode.

L'abbassamento nel rate di trasmissione consente, grazie all'aumento del guadagno di elaborazione  $N_s$ , di abbassare la potenza trasmessa senza compromettere il rapporto segnale/rumore. Il tutto viene regolato da un meccanismo per il controllo di potenza che ne modifica il valore in modo dinamico.

Visto ciò, è interessante andare ad analizzare il funzionamento del controllo di potenza in tale protocollo, in modo da poter introdurre dei concetti che successivamente verranno ripresi per descrivere opportunamente il protocollo oggetto del lavoro in questione.

Lo schema per il controllo di potenza è completamente distribuito, ed è quindi basato esclusivamente su informazioni di tipo locale che sono in possesso del singolo nodo. Il rapporto segnale/rumore interferenza di riferimento per l' $i$ -esimo link vale:

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

avendo considerato connessioni full duplex su ogni link.

Nella relazione precedente, si è indicato con :

- $i$  pedici  $\alpha$  e  $\beta$  le due unità trasmittente e ricevente che costituiscono il generico link;
- $N_l$  il numero di link nel sistema;
- $SINR_{i\beta}(t)$  il rapporto segnale interferenza presso il ricevitore  $\beta$  dell' $i$ -esimo link;
- $A_{i\alpha}(t)$  l'ampiezza degli impulsi trasmessi da  $\alpha$  per il link  $i$ ;

- $g_{i\alpha\beta}$  l'attenuazione di canale fra due ricetrasmittitori, proporzionale a  $d_{i\alpha\beta}^{-\xi}$ , con  $d_{i\alpha\beta}$  rappresentante la distanza fra le unità in questione e  $\xi$  il path loss exponent.

I restanti termini sono stati precedentemente descritti.

L'algoritmo per il controllo di potenza è del tipo "a ciclo chiuso" (closed loop) ed è quindi basato sullo scambio di informazioni di feedback fra le due unità che formano il link. Quando il generico ricevitore  $\beta$  riceve un pacchetto in uno slot, esso calcola l'SINR e invia l'informazione sul controllo di potenza verso il nodo  $\alpha$  insieme al pacchetto dati nello slot successivo. L'informazione sul controllo di potenza inviata è:

$$\eta_{i\alpha}(k) = \frac{\gamma}{SINR_{i\beta}(k-1)}$$

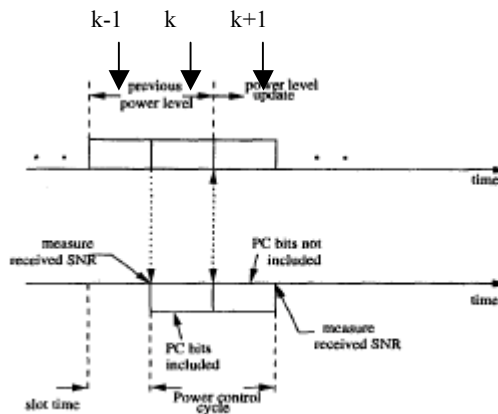
dove  $k$  indica lo slot,  $\eta$  è il SINR richiesto e  $SINR_{i\beta}(k-1)$  il rapporto segnale/rumore misurato dal ricevitore  $\beta$ . Il nodo  $\alpha$ , ricevuto il pacchetto, aggiorna il livello di potenza trasmesso (variando l'ampiezza degli impulsi) nel modo seguente:

$$P_{i\alpha}(k) = \eta_{i\alpha}(k)P_{i\alpha}(k-1)$$

Se non c'è trasmissione di pacchetti nello slot seguente l'informazione sul controllo di potenza non è inviata, e il nodo  $\alpha$  continua a trasmettere con il livello di potenza precedente.

Il medesimo algoritmo è utilizzato quando  $\beta$  è il trasmettitore ed  $\alpha$  il ricevitore.

A causa del ritardo nella trasmissione del pacchetto, ciascun aggiornamento sul livello di potenza trasmesso richiede almeno due slots, come evidenziato nella figura sottostante:



In altri termini la misurazione dell'SINR e il feedback sul controllo di potenza sono scambiati a slot alterni.

Solitamente la potenza con la quale viene trasmesso il pacchetto RTS è la massima possibile in modo da garantire l'acquisizione ( $P_{max}$ ). Se il pacchetto RTS contiene l'informazione sul controllo di potenza il nodo destinazione può al contrario trasmettere di ritorno il pacchetto CTS ad un livello di potenza pari a :

$$P_{CTS} = \frac{P_{max} \gamma}{SINR_{RTS}}$$

Le prestazioni del meccanismo di controllo descritto sono superiori, per ciò che riguarda la minimizzazione dell'interferenza multiutente, nel caso in cui l'assegnazione della potenza iniziale di trasmissione venga calcolata con l'ausilio della misura della distanza esistente fra  $\alpha$  e  $\beta$  e dell'interferenza presente al ricevitore utile, rispetto al caso in cui si utilizzi il massimo livello di potenza disponibile in trasmissione  $P_{MAX}$ .

Nella circostanza in cui si conoscano  $d_{i\alpha\beta}$  e  $I_{i\beta}(RTS)$ , pertanto, la potenza utilizzata nella trasmissione del pacchetto RTS, è tale che l'ampiezza dell'impulso sia

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



dove si è indicato con  $\gamma$  il SINR richiesto e  $I_{i\beta}(RTS)$  l'interferenza misurata in  $\beta$  nello slot corrispondente all'invio del pacchetto RTS, coincidente col secondo termine a denominatore della seguente espressione:

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

avendo considerato l'istante in cui la connessione viene instaurata.

Mentre l'informazione riguardo l'interferenza può essere stimata dal ricevitore, quella riguardante la distanza si può ricavare direttamente, dato che il ricetrasmittitore UWB può essere impiegato anche come apparato radar e quindi senza ricorrere ad un uso del dispositivo GPS. Viceversa l'impiego di una potenza  $P_{i\alpha}(RTS)$  pari a  $P_{MAX}$  nell'instaurazione di un link provoca un aumento dell'interferenza nel sistema, sebbene consenta una acquisizione più rapida.

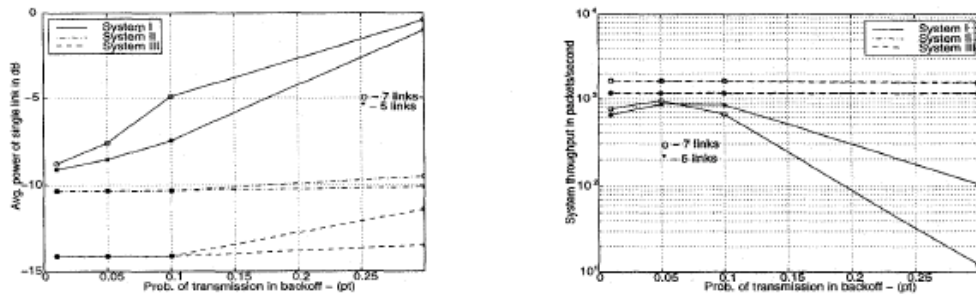
Un ulteriore aspetto legato alle prestazioni relative a tale algoritmo, è rappresentato dal fatto che una diminuzione (incremento) del bit rate trasmissivo comporta un aumento (abbassamento) del  $SINR_{i\beta}(k)$  oltre (al di sotto) la soglia necessaria. Difatti l'SNR è direttamente proporzionale al numero di impulsi per bit  $N_{Si\alpha}(k)$  utilizzati in trasmissione ed un aumento di quest'ultimo corrisponde ad un abbassamento del bit rate.

Nel mantenimento del generico link, quindi, si può attuare un aumento/diminuzione di potenza in presenza di una qualunque variazione del bit rate. Il fine che si cerca di perseguire è quello di mantenere il più possibile costante il SINR al variare del tempo con l'uso del controllo "a ciclo aperto" (open loop) determinato dalla seguente relazione:

$$A_{i\alpha}(k+1) = \sqrt{\frac{N_{Si\alpha}(k)}{N_{Si\alpha}(k+1)}} A_{i\alpha}(k)$$

In tal modo si riesce ad abbassare ulteriormente il contributo di interferenza multiutente e la probabilità che un link cada a causa di un eventuale abbassamento del SINR, rispetto al sistema in cui non si adotti questa strategia.

Per quanto riguarda le prestazioni a confronto relative alle due versioni delle tradizionali PRNs e al sistema SLN presentato, si riportano di seguito due grafici che possono risultare interessanti.



Dalla figura di sinistra si può apprezzare come la riduzione nel numero di pacchetti di segnalazione intermittenti a potenza massima faccia sì che il sistema 3 (SLN) presenti una maggiore copertura rispetto ai sistemi 1,2.

All'aumentare della probabilità di backoff cresce la probabilità di collisione e con essa cresce la potenza media (i nuovi tentativi di instaurazione sono più vicini nel tempo); tale crescita è più accentuata nel sistema 1 nel quale si utilizza un codice comune per la segnalazione, più incline a condurre a situazioni di possibile collisione tra pacchetti.

Quanto appena fatto notare è in sostanza ribadito nell'altra figura, nella quale si vede che il throughput del sistema 1 diminuisce all'aumentare di  $p_t$ , ossia all'aumentare delle

possibili collisioni, in maniera più accentuata che nei sistemi 2 e 3 a causa dell'utilizzo di un codice comune per la segnalazione.

### **PAR. 2.3 IL PROTOCOLLO DRNP**

Dalle Wireless Lan, nel loro tradizionale ruolo di estensioni dell'infrastruttura fissa preesistente, ci si aspetta siano in grado di integrare in maniera efficiente applicazioni con requisiti di servizio diversi. Il risultato di tale integrazione è la realizzazione di una singola infrastruttura di rete alla quale si può far riferimento come una *multimedia WLAN*.

I requisiti di servizio delle varie possibili applicazioni supportate in una multimedia WLAN sono tipicamente espressi in termini di banda, probabilità di perdita e ritardo. Nella tabella che segue sono riportati i requisiti minimi di banda e probabilità di perdita delle classi di applicazioni tipiche:

| <b>media</b> | <b>Bit-rate</b>     | <b>bursty</b> | <b>Loss-rate</b>                |
|--------------|---------------------|---------------|---------------------------------|
| <b>audio</b> | <b>4-64Kb/sec</b>   | <b>medio</b>  | <b><math>&lt;10^{-2}</math></b> |
| <b>video</b> | <b>n x64Kb/s</b>    | <b>basso</b>  | <b><math>&lt;10^{-4}</math></b> |
| <b>image</b> | <b>&gt;10Kbytes</b> | <b>alto</b>   | <b><math>\sim 0</math></b>      |
| <b>data</b>  | <b>variabile</b>    | <b>alto</b>   | <b><math>\sim 0</math></b>      |

Gestire la risorsa significa mappare i requisiti di qualità di servizio delle varie applicazioni in risorse di rete, così che la qualità di servizio (QoS) richiesta da ciascun utente sia soddisfatta.

E' intuibile come la nozione di gestione della risorsa sia inesorabilmente legata al controllo d'accesso al mezzo (MAC). Il problema della gestione della risorsa deve essere affrontato nel contesto del meccanismo di accesso multiplo.

Si assume in genere che i requisiti di servizio siano espressi in termini di minima banda e massima probabilità di perdita sul pacchetto (che può essere mappata in un equivalente rapporto SNR minimo) e si fa notare come la gestione della risorsa si esplicita in un controllo di potenza e in una conseguente allocazione della banda trasmissiva.

Le WLANs sono in genere configurabili come "peer-to-peer networks", dove non esiste alcun organo di controllo centrale. L'allocazione delle risorse deve in ragione di ciò necessariamente essere attuata in forma completamente distribuita.

Non è possibile quindi pensare (come accade nei normali sistemi cellulari) ad una base station che tenga traccia delle richieste dei vari utenti e gestisca l'intera risorsa in modo da soddisfarli.

La tecnica trasmissiva con la quale si suppone comunichino fra loro gli utenti della WLAN è la DS-CDMA.

Prima di definire il protocollo nello specifico, è necessario fare una puntualizzazione circa le possibili alternative di gestione della risorsa.

La gestione delle risorse per sessione (ossia ogni volta che una nuova comunicazione viene attivata o abbandona il sistema) può essere attuata su base globale o incrementale.

Si supponga che al link  $\{i,j\}$  sia allocata una certa risorsa e che una nuova sessione  $\{m,l\}$  richieda risorsa alla rete. Nel caso globale la rete allocherà risorsa ad  $\{m,l\}$  ridistribuendo al contempo la risorsa assegnata ad  $\{i,j\}$  in ragione di qualche criterio di ottimizzazione. Nel caso incrementale la rete allocherà risorsa ad  $\{m,l\}$  preservando al contempo la risorsa precedentemente allocata ad  $\{i,j\}$ .

Il global RM permette sicuramente di utilizzare le risorse in maniera più efficiente ma comporta, in un ambiente distribuito quale quello cui si pensa, notevole overhead poiché l'intero stato del sistema deve essere conosciuto in ogni intervallo di decisione. Ciò lo rende particolarmente adatto al caso di controllo centralizzato dove la base station controlla tutte le attività della rete e decide di riallocare la risorsa.

Inoltre il global RM presuppone, proprio per la necessità che ciascun terminale conosca cosa accade nella rete in qualsiasi momento, che ciascun nodo sia in grado di trasmettere e ricevere nello stesso momento (ipotesi che è in disaccordo con la scelta di considerare links half-duplex operata in precedenza).

Dunque, benché meno efficiente, è forse più adatta ad una rete distribuita half-duplex una gestione incrementale della risorsa.

E' bene sottolineare come lo schema incrementale abbia la tendenza ad essere di tipo *unfair*. Volendo continuare l'esempio fatto in precedenza, una volta che  $\{i,j\}$  risulta essere attivo, la sessione  $\{m,l\}$  è essenzialmente vincolata dalla risorsa allocata a  $\{i,j\}$ .

In alcuni casi questo può seriamente degradare le performance della rete. Ad esempio se  $\{i,j\}$  si è instaurato alla minima potenza, come verrà descritto a breve, esso sarà anche capace di sopportare poco l'interferenza proveniente da altri link che si instaurano: dunque ne limiterà in qualche modo la possibile instaurazione.

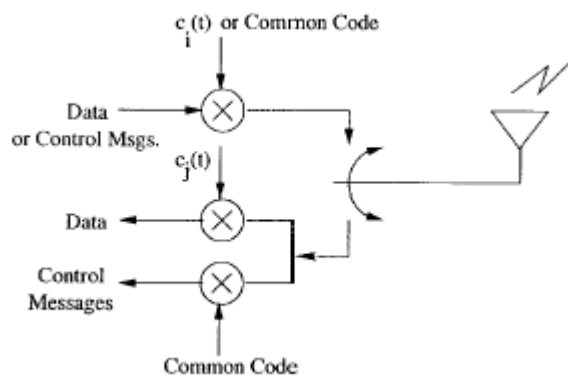
Si pensa dunque ad una rete single-hop, nella quale ciascun trasmettitore può comunicare con un solo ricevitore alla volta.

Si utilizza un canale comune di segnalazione (CCCH) attraverso il quale tutti i terminali della rete seguono le attività degli altri avendo in tal modo un quadro dello stato del sistema .

Si assume che il CCCH abbia una struttura a slots; la durata di ciascuno slot è pari al tempo di trasmissione di un messaggio di controllo. Il data rate sul canale CCCH è fissato. Tutti i messaggi di controllo vengono trasmessi alla medesima potenza dimensionata su un valore tale da consentire di essere ricevuti da tutti i terminali in ascolto sul canale. Si presume che il traffico sul canale di controllo non sia troppo intenso e in ragione di ciò si sceglie un semplice schema di accesso multiplo come lo SLOTTED ALOHA su tale canale.

Ciascun terminale potrà trasmettere o ricevere ma non farlo contemporaneamente (ipotesi half duplex). Ciò chiaramente vale anche per il canale di segnalazione che pur se separato logicamente è comunque un canale fisico. Dunque un terminale che riceve potrà comunque seguire l'attività dei suoi vicini sul canale di segnalazione.

L'architettura proposta per il ricetrasmettitore è la seguente:



La potenza del segnale ricevuto è influenzata principalmente dal path loss e dallo shadow fading. Viene definita la seguente matrice rappresentativa delle attenuazioni di canale:

$$H = \{h_{ij}\} \quad i \neq j$$

dove  $h_{ij}$  è il path loss misurabile tra il terminale  $i$  e il terminale  $j$ .

Come precedentemente specificato, i requisiti di QoS per la singola sessione sono espressi attraverso il “packet error rate” (PER) che può essere mappato in un equivalente rapporto segnale/interferenza (SIR).

La matrice  $\Gamma$  è definita come :

$$\Gamma = \{\gamma_{ij}\} \quad i \neq j$$

dove  $\gamma_{ij}$  rappresenta il SIR minimo richiesto per il link  $\{i, j\}$ .

La matrice  $\Psi$  è indicativa invece del minimo data-rate per i vari links attivi nella rete ed è definita come:

$$\Psi = \{\psi_{ij}\} \quad i \neq j$$

La massima potenza emissibile da un terminale è indicata con  $\vartheta$ .

La potenza trasmessa allocata per la sessione  $\{i, j\}$  è rappresentata attraverso la matrice:

$$P = \{p_{ij}\} \quad i \neq j$$

In maniera simile è definita la matrice dei rate  $R$ :

$$R = \{r_{ij}\} \quad i \neq j$$

Assumendo valida l'approssimazione gaussiana per l'interferenza da accesso multiplo e considerando il contributo dovuto al rumore termico (assunto gaussiano bianco e con

densità spettrale di potenza unilatera  $\eta_o$ ) la matrice  $Z$  delle interferenze si definisce nel modo seguente:

$$Z = \{\varepsilon_{ij}\} = \left\{ \sum_{\{l,m\} \neq \{i,j\}} p_{lm} h_{ij} + \eta_o W \right\}$$

dove  $\varepsilon_{ij}$  rappresenta l' interferenza patita dal link  $\{i,j\}$ .

La matrice dei SIR può essere inoltre definita come:

$$\Omega = \{\omega_{ij}\} = \left\{ \begin{array}{l} Wh_{ij} p_{ij} \\ r_{ij} \varepsilon_{ij} \end{array} \right\}$$

dove  $\omega_{ij}$  e' il SIR del link  $\{i,j\}$ .

Assumendo inoltre che il SIR allocato per il link  $\{i,j\}$  sia  $\omega_{ij} \geq \gamma_{ij}$ , allora l'interferenza addizionale sostenibile viene indicata con  $\delta_{ij}$ . Essa è giustificabile con la seguente espressione:

$$\frac{W}{r_{ij}} \frac{h_{ij} p_{ij}}{(\varepsilon_{ij} + \delta_{ij})} = \gamma_{ij}$$

Esplicitando rispetto a  $\delta_{ij}$  si può definire la matrice  $\Delta$  delle interferenze aggiuntive sopportabili (MSI) come:

$$\Delta = \{\delta_{ij}\} = \left\{ \frac{W p_{ij} h_{ij}}{r_{ij} \gamma_{ij}} - \varepsilon_{ij} \right\}$$

Ciascun terminale mantiene un database nel quale codifica tutta la sua conoscenza a proposito delle altre sessioni aperte nella rete. Un terminale  $l$  ad es. codificherà l'informazione relativa alla sessione  $\{i,j\}$  nel record contenente i seguenti campi:

- l'indirizzo dei nodi sorgente e destinazione  $i,j$ ;
- il path loss  $h_{li}$ ,  $h_{lj}$ ;



-la massima interferenza aggiuntiva sostenibile dal link  $\{i,j\}$ :  $\delta_{ij}$ ;

-la durata stimata della sessione  $\{i,j\}$ :  $\tau_{ij}$ ;

Per ogni sessione  $i,j$  presente nella RAL di un nodo esso potrà calcolare la massima potenza da lui utilizzabile tale da non procurare in  $j$  un'interferenza maggiore di  $\delta_{ij}$ . Ciò

è vero se:

$$\mu_{ij} = \min \left\{ \frac{\delta_{ij}}{h_{ij}}, \Theta \right\}$$

Dunque la potenza massima assumibile dal nodo  $l$  tale da non interferire con nessuna comunicazione attiva sarà:

$$\pi_l = \min_{\{x,y\} \in \text{ral}_l} \{ \mu_{ly} \}$$

Detto ciò, è opportuno soffermarsi sull'analisi dei messaggi di controllo.

I messaggi di controllo sono inviati in broadcast a potenza massima sul canale CCCH e vengono sostanzialmente utilizzati per operare il set-up di una nuova sessione o l'abbattimento di una sessione già attiva.

Le informazioni che ciascuno di essi trasporta vengono evidenziate di seguito. Per semplicità si considerano solo le grandezze direttamente implicate nel protocollo **DRNP** (**D**istributed **R**esource **N**egotiation **P**rotocol).

$RTS_{ij} = \{i,j, RTS, \gamma_{ij}, \psi_{ij}, \gamma_i, \gamma_j\}$  L'RTS è il messaggio che viene inviato quando si ha intenzione di instaurare un nuovo link;  $\gamma_{ij}$  è la dimensione in bytes del pacchetto che si trasmetterà;

$ESR_{ij}=\{i,j,ESR\}$  End of Session Request;

$CTS_{ji}=\{j,i,CTS,\gamma_{ij},\psi_{ij},p_{ij},r_{ij},\gamma_{ij},\gamma_{ij}\}$  Il messaggio CTS viene inviato di ritorno al trasmettitore dal ricevitore utile in grado di soddisfare le richieste di QoS specificate nell' RTS;  $p_{ij}$ ,  $r_{ij}$  sono scelti in rapporto alla politica di allocazione scelta e  $\gamma_{ij}=\gamma_{ij}/r_{ij}$  è la durata della trasmissione;

$ESA_{ji}=\{j,i,ESA,nack\}$  End of Session Acknowledge, dove nack indica ciò che non è stato ricevuto correttamente;

$PREJ_{ji}=\{j,i,PREJ,\gamma_{ij},\psi_{ij},\gamma_{ij}\}$  Primary Rejection inviato se il nodo ricevente non è capace di soddisfare la QoS richiesta;

L'ipotesi half-duplex implica che un terminale è essenzialmente “sordo” quando trasmette, dunque è immaginabile che anche se non si verificano perdite di messaggio, quando esso sta trasmettendo non può aggiornare la sua RAL. Ciò può provocare allocazioni di risorse che degradano la QoS delle altre sessioni attive nella rete proprio perché la sua RAL (non aggiornata) non contiene dati che facciano riferimento ai nuovi link instaurati.

In questi casi il ricevitore disturbato (Third party receiver: si suppone sia l) che intercetta sul canale di segnalazione il CTS della comunicazione che sta per instaurarsi e determina dai dati in esso contenuti che tale eventuale trasmissione degrada sotto la soglia consentita il suo SNR invia il seguente messaggio per interromperne il set-up:

$SREJ_{li}=\{l,i,\delta_{ml}\}$

In questo modo viene riaggiornata la RAL di “i” con il record corrispondente alla comunicazione {m,l} mancante.

I limiti di tale meccanismo sono rappresentati dai seguenti punti:

-*SREJ* deve comunque arrivare prima che la trasmissione {i,j} abbia inizio

(trasmissione ritardata di  $\tau_{data}$ , dunque setup ritardato di  $\tau_{data}$ );

-*SREJ* inviati sul canale di controllo comunque soggetti a collisione;

-Interruzione della ricezione da parte del nodo che la invia (grave danno se si è vicini alla conclusione della sessione che consiglia una qualche forma di soft decision).

Si è considerato il caso in cui un terzo nodo l è disturbato dall’eventuale trasmissione i-j e cerca di interromperne il set-up; qualora ciò non accada va comunque trasmesso in broadcast un UPDATE MESSAGE. L’update va eseguito in seguito all’instaurazione di un nuovo link da parte di tutti i ricevitori che sentono quel link senza che ciò abbia prodotto una degradazione eccessiva del loro SNR ma che comunque ora sono in grado di sopportare minore interferenza aggiuntiva.

Il nuovo valore di interferenza che loro possono sopportare viene comunicato in broadcast attraverso il seguente messaggio:

$UPD\_MSI_{lx}=\{l.x, \gamma_{ml}\}$

tutti i nodi in quel momento idle o in ricezione potranno aggiornare la loro RAL.

Giunti a questo punto, si vogliono descrivere le possibili politiche di allocazione della risorsa nella rete in questione.

L' MSI, sigla con la quale viene indicata l'interferenza aggiuntiva sopportabile da un dato link è, come abbiamo visto, definita nel modo seguente :

$$\delta_{ij} = \frac{Wp_{ij}h_{ij}}{r_{ij}\gamma_{ij}} - \sum_{(m,l) \neq (i,j)} p_{ml}h_{mj} - \eta_o W$$

Si tratta di un parametro locale che influenza le prestazioni globali della rete.

L' MSI misurato da una sessione attiva  $\{i,j\}$  influenza infatti la massima potenza trasmissibile dagli altri terminali determinando in qualche modo la possibilità che un nuovo link si instauri o meno.

In questa parte finale del capitolo si vuole mettere in evidenza la relazione esistente tra il parametro MSI e le possibili politiche di allocazione che possono essere scelte in un contesto completamente distribuito quale quello trattato.

Per chiarezza esplicativa si considera una rete costituita da quattro terminali dove:

- $\{i,j\}$  è una sessione attiva;
- il terminale m vuole stabilire una comunicazione con il terminale l;
- l' MSI stimata dal ricevitore j è  $\delta_{ij}$ .

**Allocazione della minima potenza :**

$$p_{ij}^{\min} = \frac{\gamma_{ij}\psi_{ij} \left( \sum_{(m,l) \neq (i,j)} p_{ml}h_{mj} + \eta_o W \right)}{Wh_{ij}}$$

Allocare la minima potenza significa allocare il minimo data-rate  $\psi_{ij}$  e il minimo SIR  $\gamma_{ij}$ .

Ciò si traduce in una  $\delta_{ij}=0$  che significa bloccare il set-up relativo ad ogni nuovo link ( $\{m,l\}$  nel caso presente). Un nuovo link per instaurarsi dovrà attendere che il

precedente abbia esaurito il suo tempo di vita. Tale tempo di vita sarà particolarmente lungo avendo scelto, sempre in relazione alla politica di allocazione, il rate minimo possibile per  $\{i,j\}$ .

**Allocazione del massimo rate:**

$$r_{ij}^{\max} = \frac{W\pi_i h_{ij}}{\gamma_{ij} \left( \sum_{(m,l) \neq (i,j)} p_{ml} h_{mj} + \eta_o W \right)}$$

Allocare il massimo rate significa considerare il minimo SIR  $\gamma_{ij}$  e la massima potenza tale da non interferire con i links già esistenti (essendo il link  $\{i,j\}$  il primo ad essere instaurato esso non avrà limitazioni). Dunque come nel caso precedente si avrà  $\delta_{ij}=0$  che significa bloccare il set-up relativo al nuovo link  $\{m,l\}$ . Contrariamente a prima essendo il rate allocato il massimo possibile questo blocco durerà per un tempo molto minore.

**Allocazione del massimo SIR:**

$$\omega_{ij}^{\max} = \frac{W\pi_i h_{ij}}{\psi_{ij} \left( \sum_{(m,l) \neq (i,j)} h_{mj} p_{ml} + \eta_o W \right)}$$

Contrariamente ai casi precedenti  $\gamma_{ij}>0$  dunque avremo un certo margine sul  $SIR_{\min}=\gamma_{ij}$  da sfruttare per instaurare nuove trasmissioni. Questa scelta di allocazione è quella che meglio incarna la possibilità di più trasmissioni contemporanee preservando le garanzie di QoS di ciascuna sessione attiva . Essendo il SIR maggiore del minimo l'eventuale

ingresso in rete di una nuova comunicazione ne abbasserà il valore ma sarà comunque sopportabile se l'abbassamento è tale da non degradarlo oltre il minimo.

E' chiaro da quanto sopra esposto come la politica di allocazione che tende a massimizzare il SIR presenti vantaggi e svantaggi rispetto alle altre politiche di allocazione, che vanno in qualche modo esplicitati.

Il principale vantaggio è quello di consentire l'instaurazione di più sessioni simultaneamente; il SIR allocato a ciascuna di esse può variare nel momento in cui altre sessioni si instaurano o abbandonano la rete.

Lo svantaggio sul quale porre l'accento è rappresentato dal fatto che proprio la presenza di sessioni multiple moltiplica il rischio di perdita di messaggi di controllo dovuti a collisioni sul CCCH. Ciò può condurre alla perdita di QoS da parte di link già attivi nella rete dei quali a causa di tali collisioni non si tiene conto nell'instaurazione di un nuovo link.

I risultati mostrano come la scelta della politica di allocazione che massimizza il SIR sia quella che fornisce prestazioni migliori in ambito distribuito.

## CAPITOLO 3

---

### IL PROGETTO WHYLESS.COM

---

#### PAR. 3.1 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**). Il tipo di rete al quale ci si vuole ispirare fa al contrario riferimento al concetto di TERMINODE.

Essi rappresentano dei piccoli dispositivi (dei quali il singolo utente è proprietario) 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 multihop. 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 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 multihop e alla totale assenza di strutture fisse.

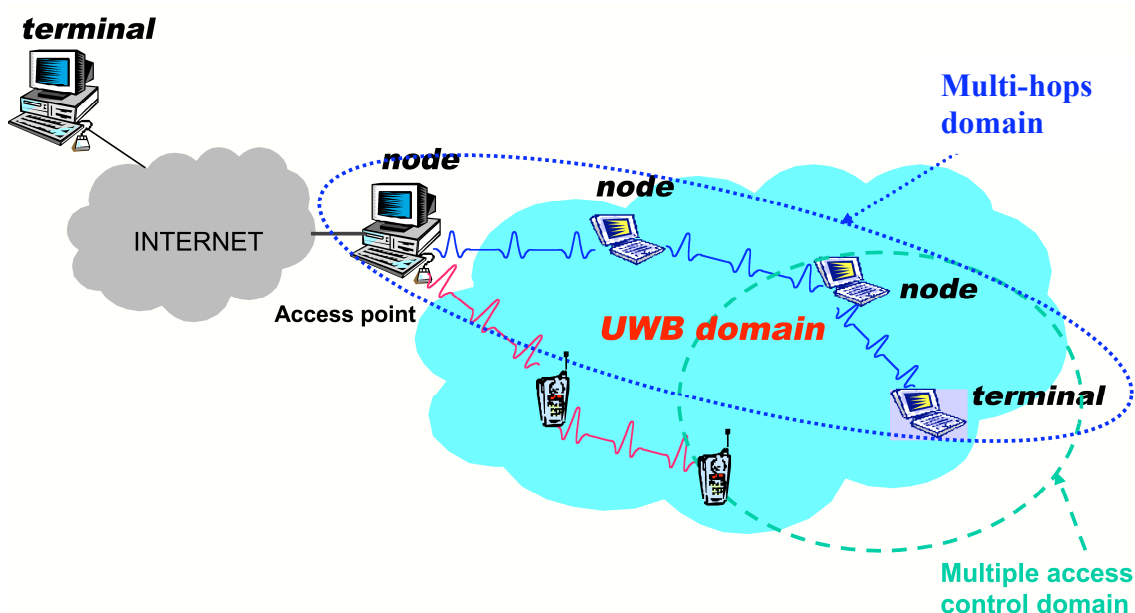
La fig. sotto mostrata riporta come esempio una tipica configurazione di rete; il ruolo dei terminodes (TNs) impegnati viene messo in rilievo.

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 dire che la gestione della risorsa viene effettuata mediante un controllo di potenza e una conseguente allocazione della banda di trasmissione: questo è il ruolo assunto dal MAC nelle reti di tipo UWB.

E' importante sottolineare quindi come il ruolo assunto dal MAC nel controllo della risorsa radio riguardi esclusivamente la singola interfaccia radio e non l'intero cammino end-to-end.

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. Il MAC può farsi garante di un tale tipo di richiesta solo se essa è relativa alla singola tratta radio.

### **PAR. 3.2 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 sottoutilizzata 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 innanzitutto 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'istaurazione 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 links BE ed eventuali links 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 links BE) si procede ad una redistribuzione della risorsa disponibile in modo da instaurare il maggior numero di links BE. Questa modalità è detta di tipo "*fair*" (alla pari).

Prima di passare all'analisi del Cap. successivo, ovvero del protocollo costruito per il controllo di potenza, 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 (Ns);

- 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 ( $T_p=N_pT_f$ );
- 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 ( $\delta$ ).

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.

# CAPITOLO 4

---

## DESCRIZIONE DEL PROTOCOLLO MAC

---

### PAR. 4.1 GENERALITA'

Nel seguente Cap. 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 Cap.

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

La rete è studiata in modo da consentire il multi-hop 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 questa 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 (poichè 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, non degradi la qualità delle comunicazioni già attive al di sotto del minimo SNR loro accettabile (massima  $P_e$  sul bit).

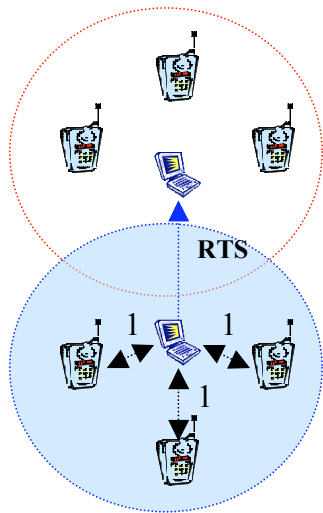
Al fine di rendere più comprensibile la descrizione dettagliata delle procedure che realizzano il set-up di un link attraverso il protocollo, si vanno ora ad illustrare in maniera sommaria i vari passi nei quali esso si articola:

- **STEP 1**: Il nodo "i" che decide di voler instaurare una nuova connessione 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";

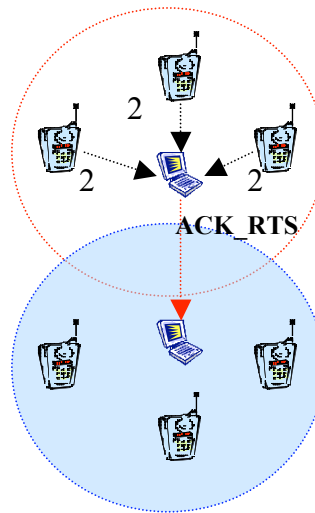


- **STEP 3**: Il trasmettitore “i” calcola la potenza necessaria alla trasmissione i-j affinché essa avvenga con un determinata probabilità di errore; se tale valore di potenza risulta maggiore del minimo margine concesso dai ricevitori, si attiva una procedura di emergenza al trasmettitore; con essa 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.

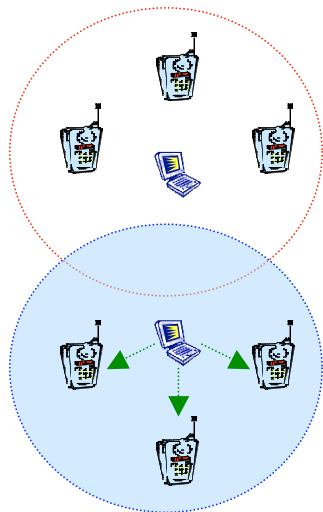
I cinque passi ora descritti vengono riassunti di seguito con uno schema autoesplicativo che non necessita di ulteriori commenti.



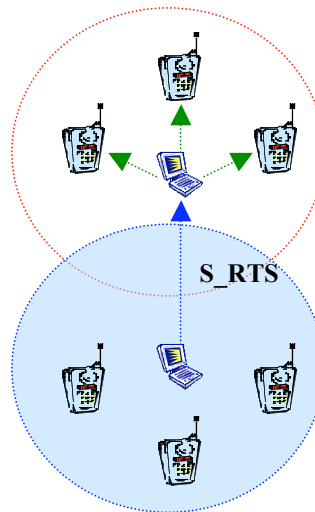
**Step 1**  
Acquisizione dei margini



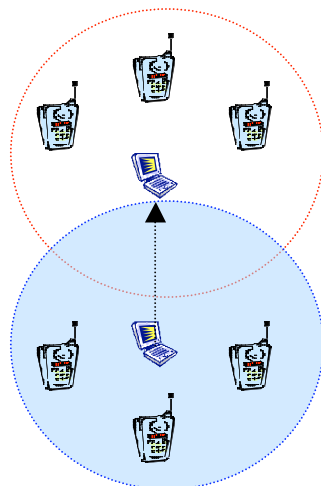
**Step 2** Stima dell'interferenza e calcolo della potenza necessaria alla trasmissione



**Step 3**  
Emergency -tr



**Step 4**  
Emergency -ric



**Step 5**  
Trasmissione dati

**Figura 3.2-Fasi del protocollo**

**N.B:** Per esigenze di chiarezza grafica i nodi tr e ric, 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 emissibile 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.

#### **PAR. 4.2: DESCRIZIONE DETTAGLIATA DEL PROTOCOLLO**

Nel precedente par. 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  $P_e = \sqrt{\frac{SNR_{ou}(N_u)}{2}}$ ), 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.

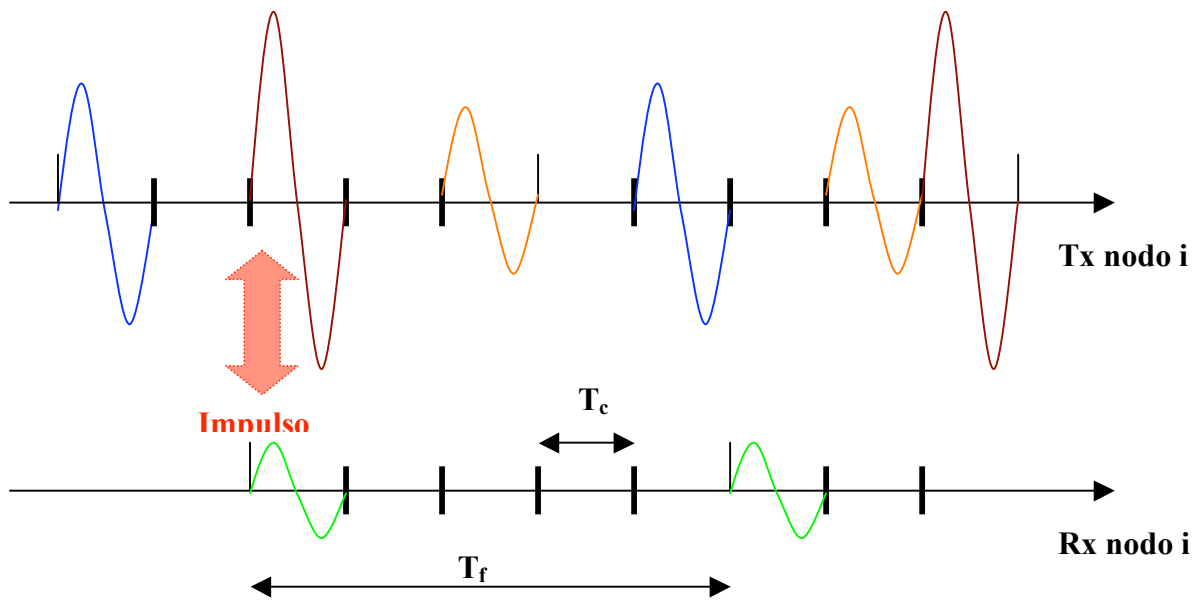
Nel presente par. si cercherà di dare una giustificazione analitica alle affermazioni precedenti, mostrando le formule a cui si farà riferimento nel proseguimento del discorso. Si descriveranno inoltre caso per caso tutte le possibili situazioni che il protocollo contempla.

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 di loro: questo vale però solo perchè 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 ambedue 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 ( $R_{ij} = \frac{1}{N_{sij} T_f}$ ) 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:

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

si noti che con  $\eta_{ij}$  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:

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

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:

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

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

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 ( $\Pi_i$ , 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 ( $\Delta_{x-y}$ ): 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  $\Delta_{x-y}$ . 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;
- **DIMINUIZIONE DEL LIVELLO DI INTERFERENZA:** si può migliorare il parametro  $I_{UWBx-y}$  abbassandolo: questo si ottiene diminuendo la potenza trasmessa dai terminali nel cluster di y;
- **DIMINUIZIONE 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 un qualcosa (il rate di trasmissione) che è "proprio" solo del 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. 5). Il generico nodo ricevitore, essendo nota la potenza trasmessa, potrà determinare, dal livello di

potenza ricevuto, l'attenuazione di canale che intercorre tra esso e il nodo trasmettitore.

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 setup) delle 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 sottoutilizzo 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 links QoS a scapito dei links BE già presenti nella rete.

Il principio ispiratore è tuttavia quello di non abbattere links 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.

Alcuni dei segnali infatti 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.

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

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

$\Delta\_INFO$  = 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:

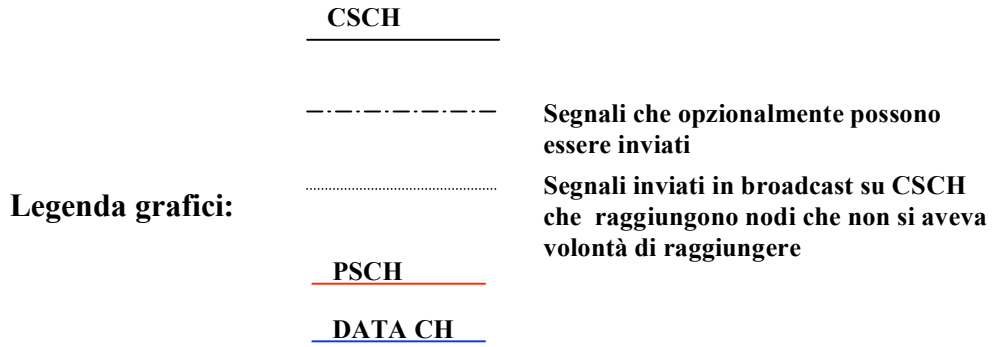
$C_{i-j}$  = codice dati scelto per la trasmissione sul link i-j;

$PC_i$  = 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".

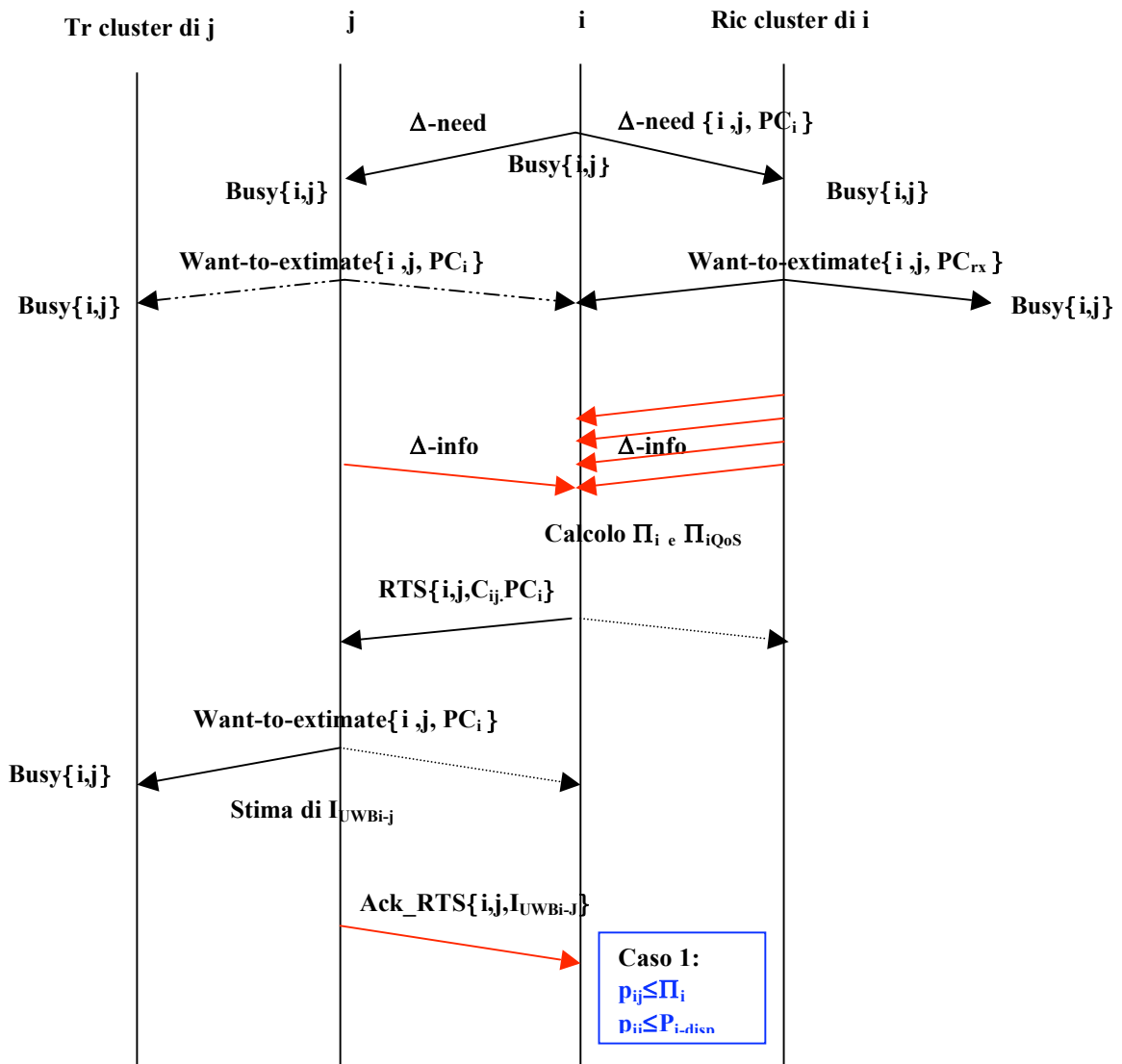
$I_{UWB i-j}$  = interferenza da accesso multiplo stimata dal ricevitore "j" aprendo il correlatore sul codice  $C_{i-j}$ , con il quale avverrà, se le condizioni lo permettono, la comunicazione i-j.

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.

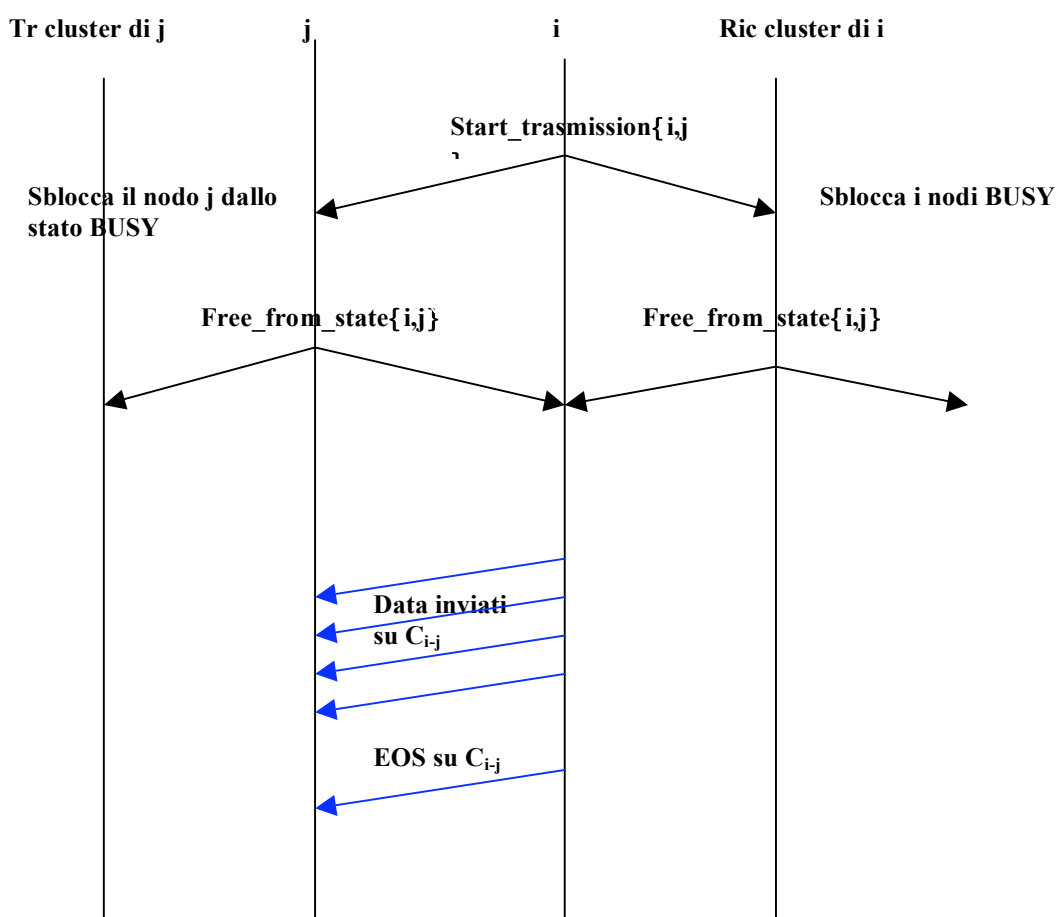




### CASO 1: SET-UP SENZA EMERGENZE



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<sub>ij</sub> attraverso la relazione

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

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 “ $\Delta\_need$ ”, eseguono le misure relative alle AsI di ogni loro link attivo e le inviano al nodo “i” mediante il segnale “ $\Delta\_info$ ”.

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 “ $\Delta\_info$ ”; 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<sub>i</sub>; 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  $\Pi_i$  e  $\Pi_{iQoS}$ . 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<sub>i</sub> 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

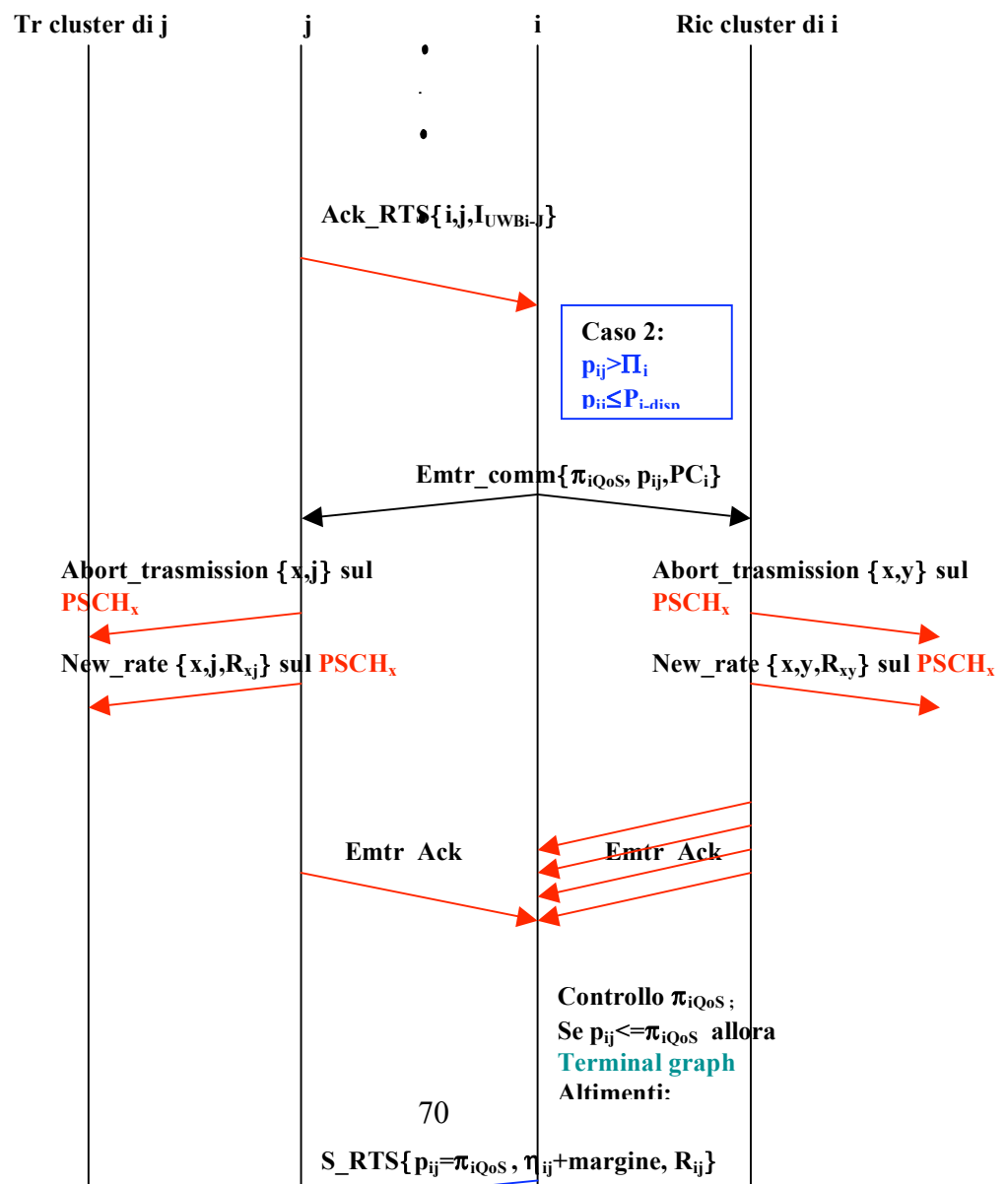
procedure di “emergenza”; si tratta di procedure attraverso le quali si cerca di porre rimedio al vincolo non soddisfatto operando una redistribuzione della risorsa all’interno della rete. Chiaramente, per ragioni di priorità, l’instaurazione dei links QoS dovrà essere privilegiata rispetto a quella dei links BE. Quanto ora detto si esplicita, come noto, in un differente modo di gestire e redistribuire la banda nel caso di interazione QoS-BE (unfair) o nel caso di interazione BE-BE (fair).

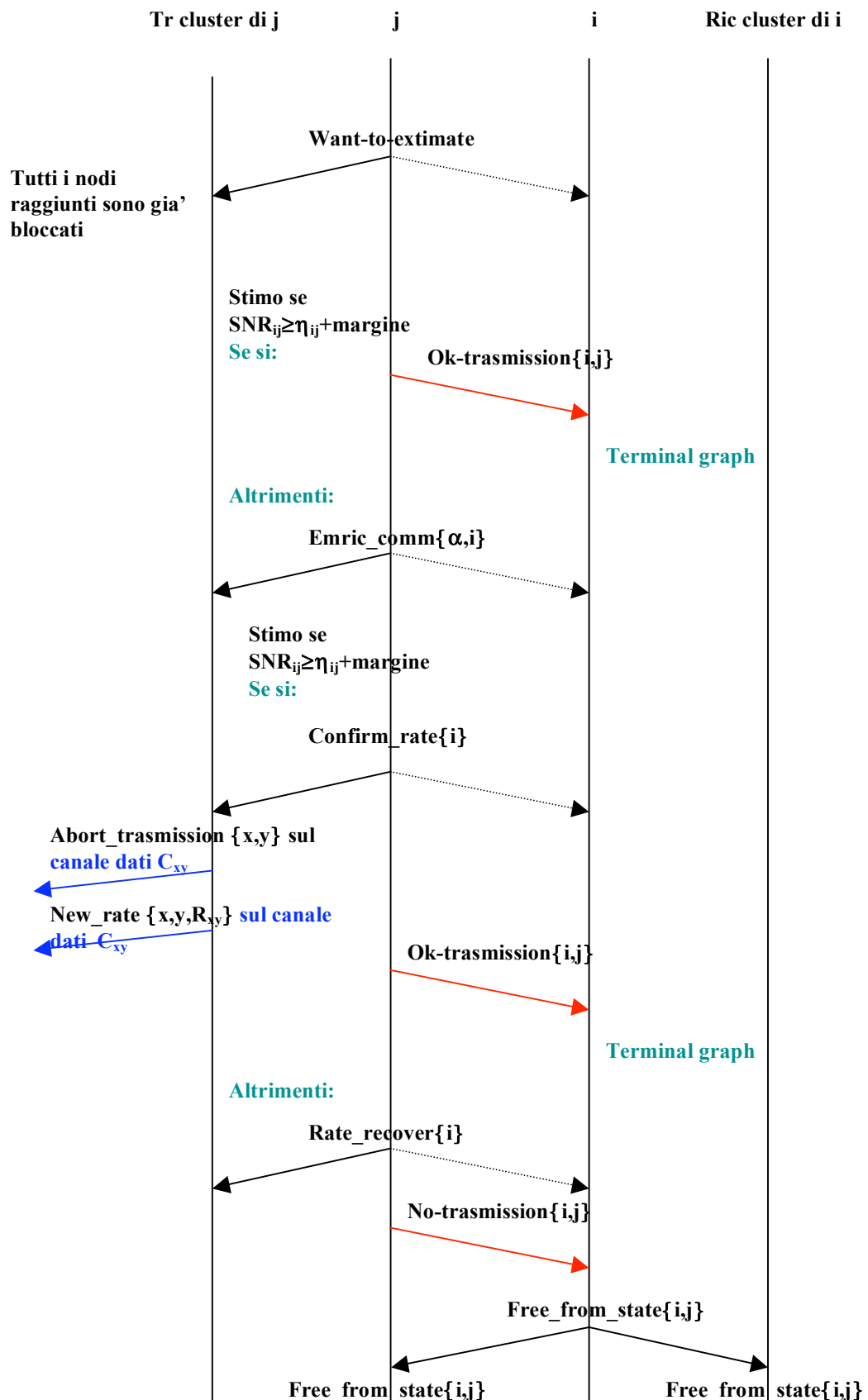
Si noti ulteriormente che, proprio per trattare in maniera diversa i due casi, i set-up dei links appartenenti alle due classi di servizio sono stati differenziati anche dal punto di vista del numero di procedure che li contraddistinguono: infatti nel caso QoS si attiva una procedura in più, e cioè quella 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 massima 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 ( $\pi_{iQoS}$ ).

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 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:

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

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

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

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  $\Delta_{info}$ ). 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 ( $\pi_{iQoS}$ ).

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  $\Pi_{iQoS}$ . 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

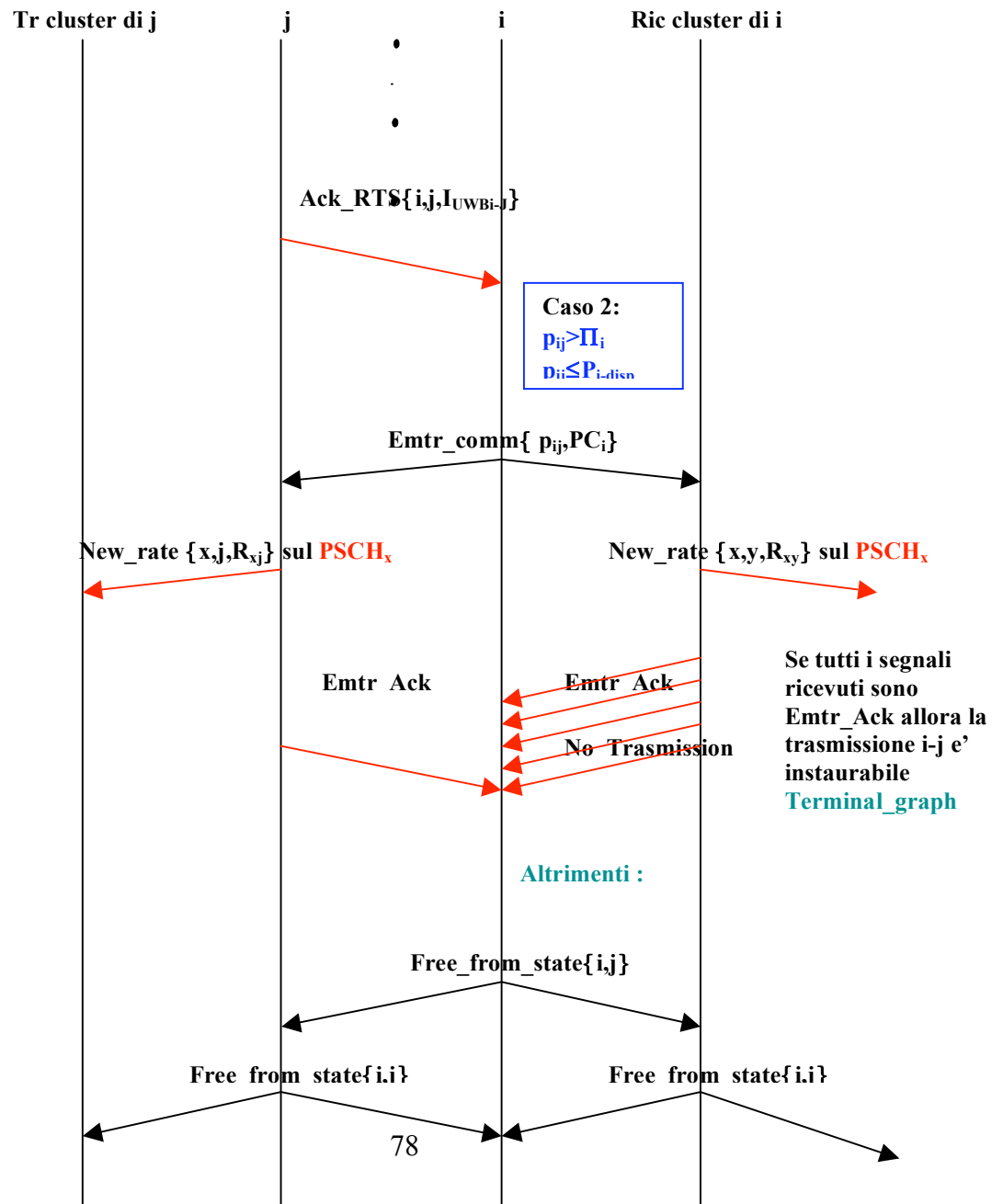
analizzata. Infatti, nell'emergenza al ricevitore, i cambiamenti di rate vengono effettuati avendo preventivamente "salvato" i valori che si avevano in precedenza (cosa che non accadeva per l'emergenza al trasmettitore). Ciò permette, nell'eventualità che il calcolo dell' $SNR_{ij}$  non conduca al risultato 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.

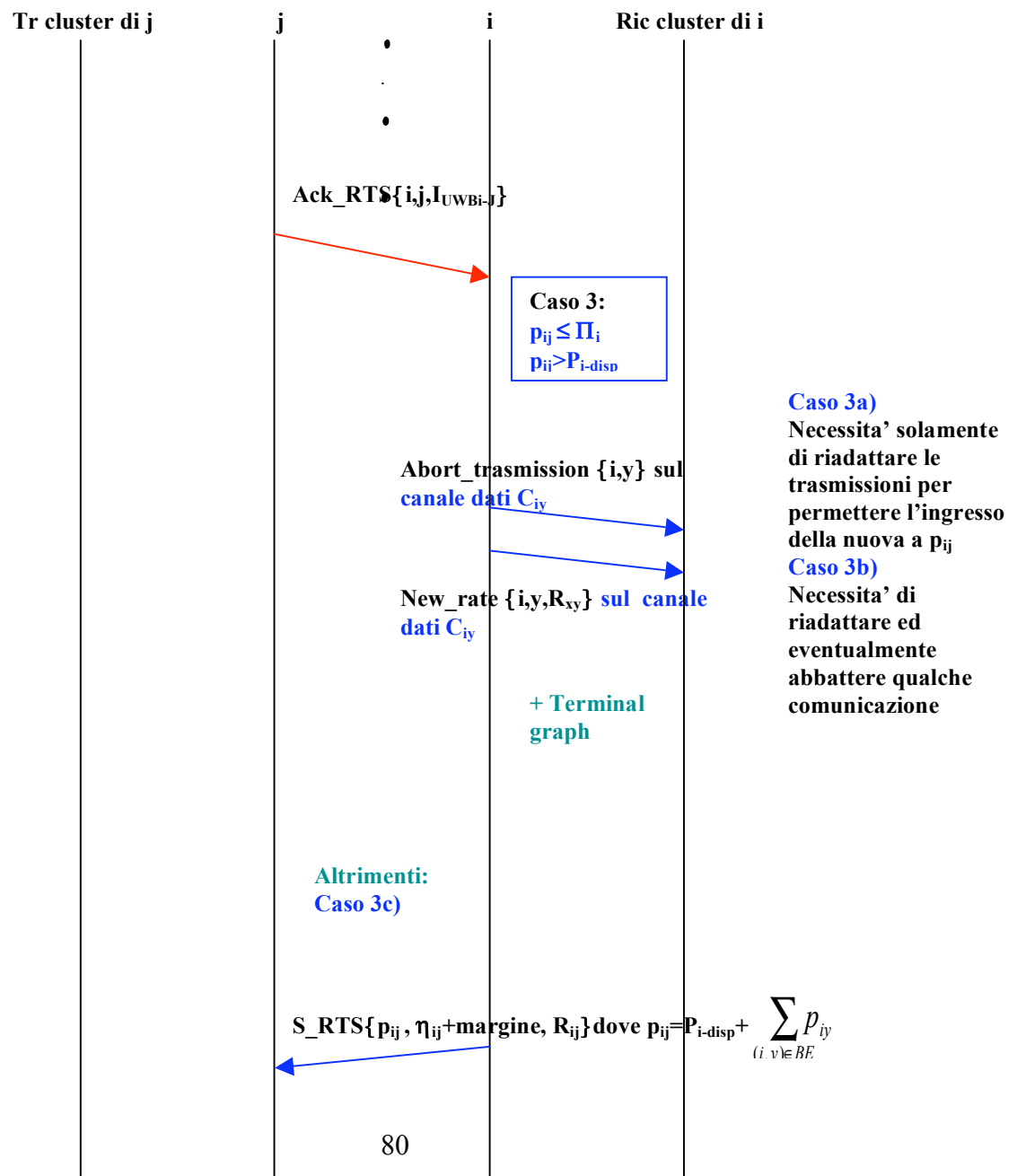
Altra differenza è comunque rappresentata dal fatto che durante la procedura di emergenza al trasmettitore, possono essere eseguiti solo riadattamenti del rate di altre trasmissioni e non, come nel caso precedente, anche eventuali abbattimenti. Questa differenza è dovuta al fatto che si stanno comparando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

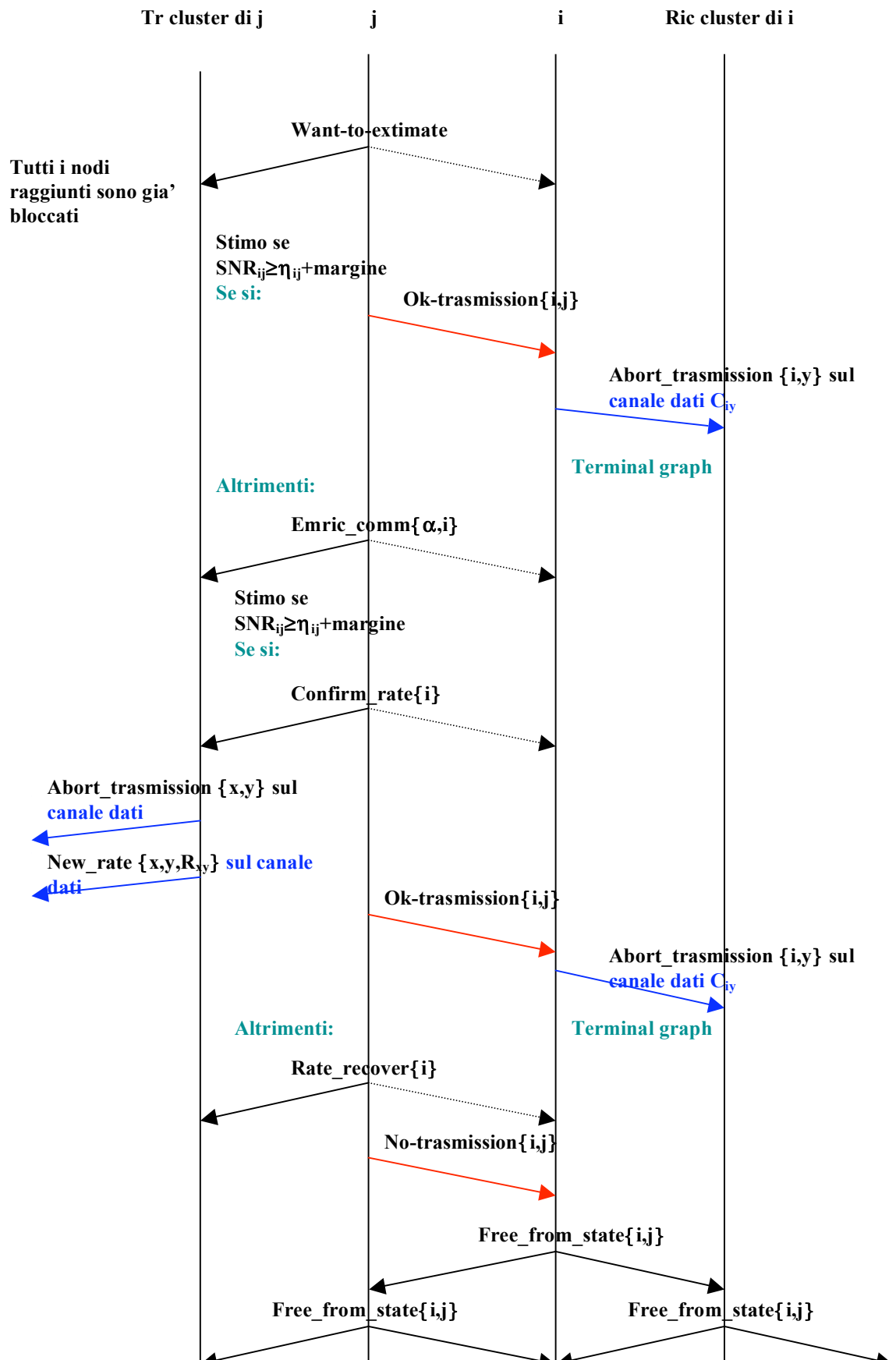
A questo punto si può proseguire con l'analisi dei casi possibili contemplati dal protocollo, introducendo il "riadattamento al nodo" tipico del terzo caso.

### 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  $p_{ij} \leq P'_{disp}$  allora i riadattamenti “virtuali” vengono resi effettivi. Quindi si ridistribuisce equamente la potenza che avanza ( $P'_{disp} - p_{ij}$ ) 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:

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

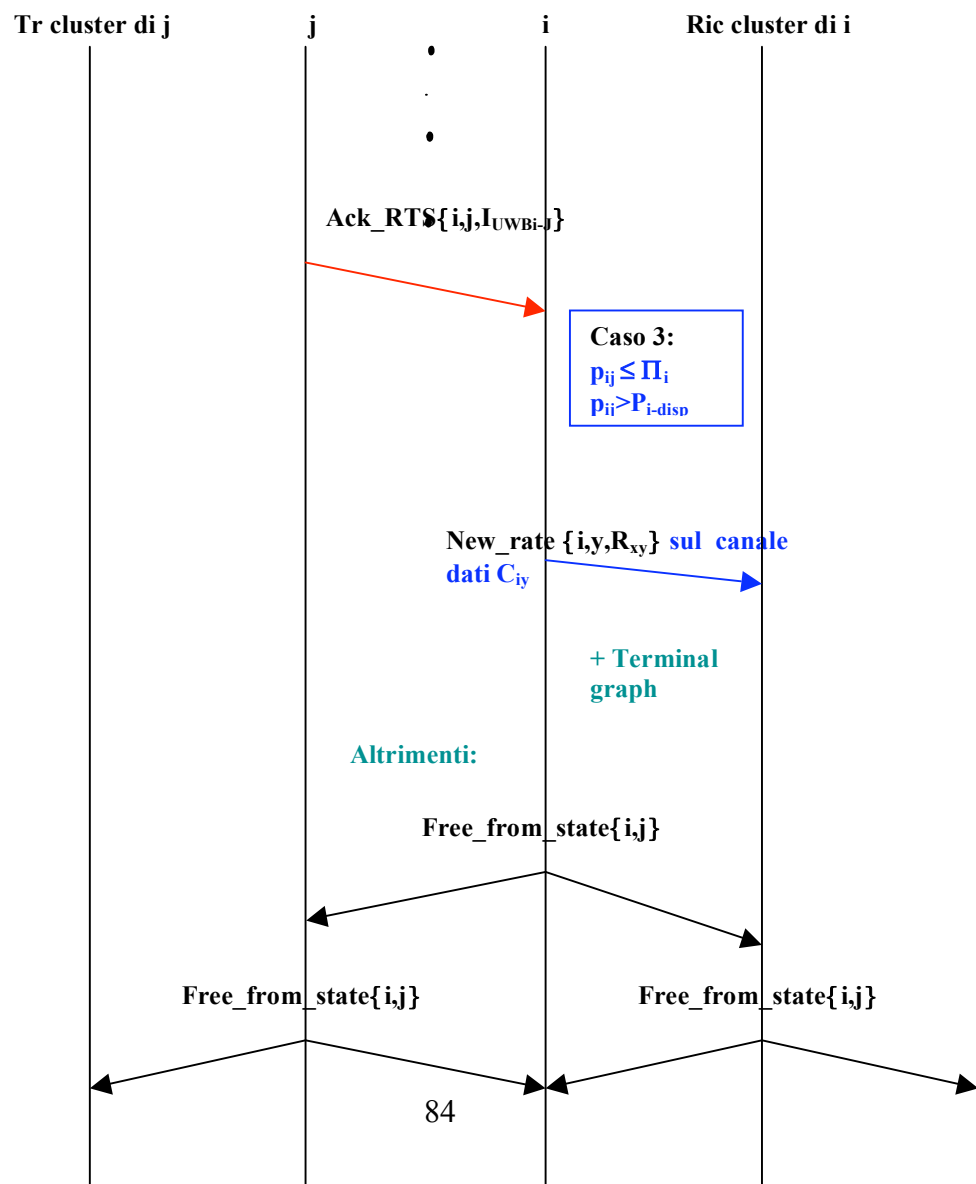
Se  $p_{ij} \leq P''_{disp}$  allora i riadattamenti “virtuali” vengono resi effettivi. Quindi se avanza potenza tale scarto viene ridistribuito in maniera equa tra le comunicazioni BE (in questo caso, contrariamente a prima, prevedibilmente qualche BE abbandonerà prematuramente la rete: lo scarto che 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 links 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 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:

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

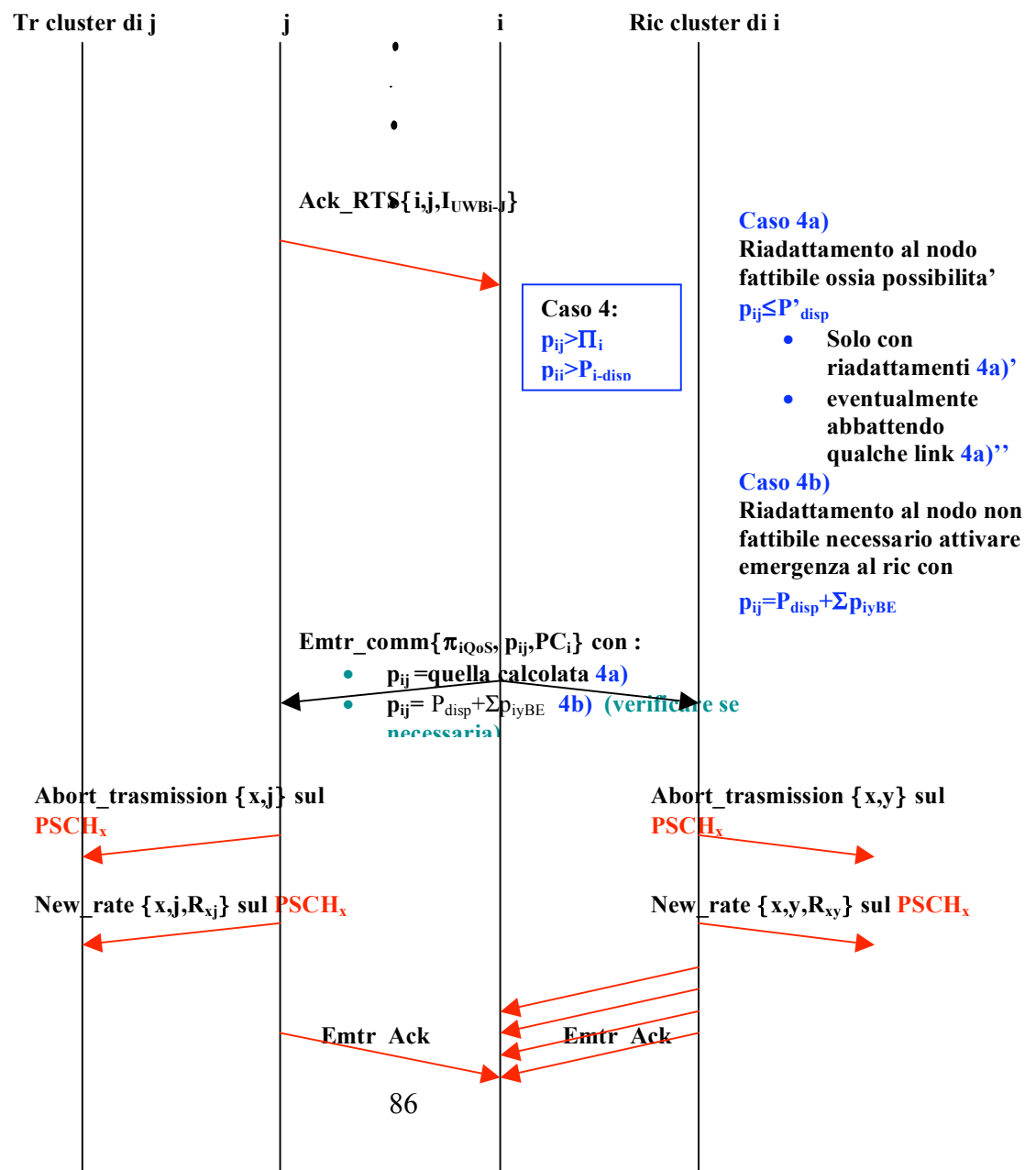
Si porta inoltre al valore corrispondente al rate minimo anche la potenza  $p_{ij}$ : questo perchè il link i-j è di tipo BE come gli altri che sono stati "virtualmente" riadattati.

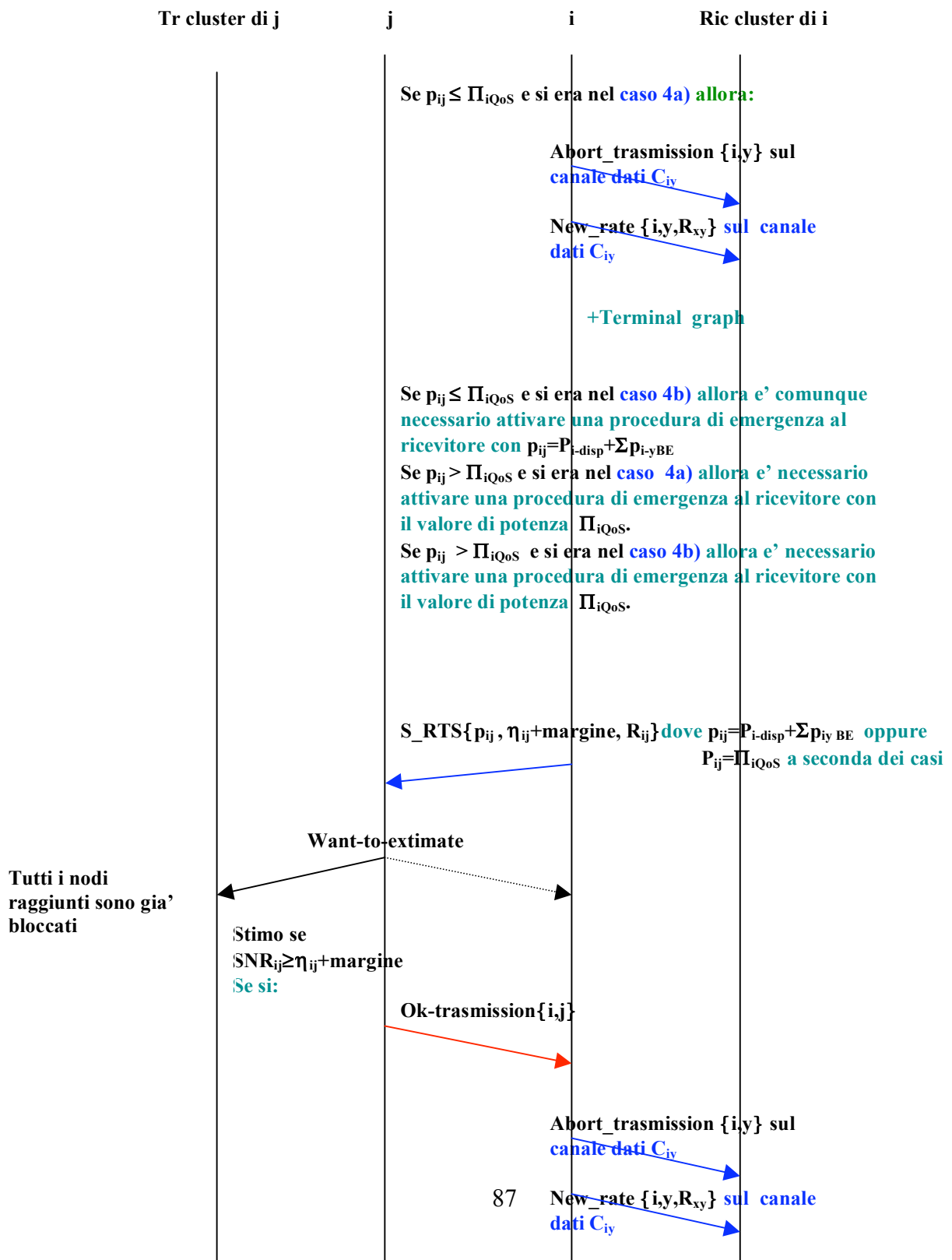
Se  $p_{ij}(R_{min}) \leq P'_{disp}$  allora i riadattamenti "virtuali" vengono resi effettivi. Quindi si ridistribuisce equamente la potenza che avanza  $P'_{disp} - p_{ij}(R_{min})$  fra le comunicazioni BE, compresa la comunicazione i-j che si vuole instaurare, consentendo loro di rievolvere il rate 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.

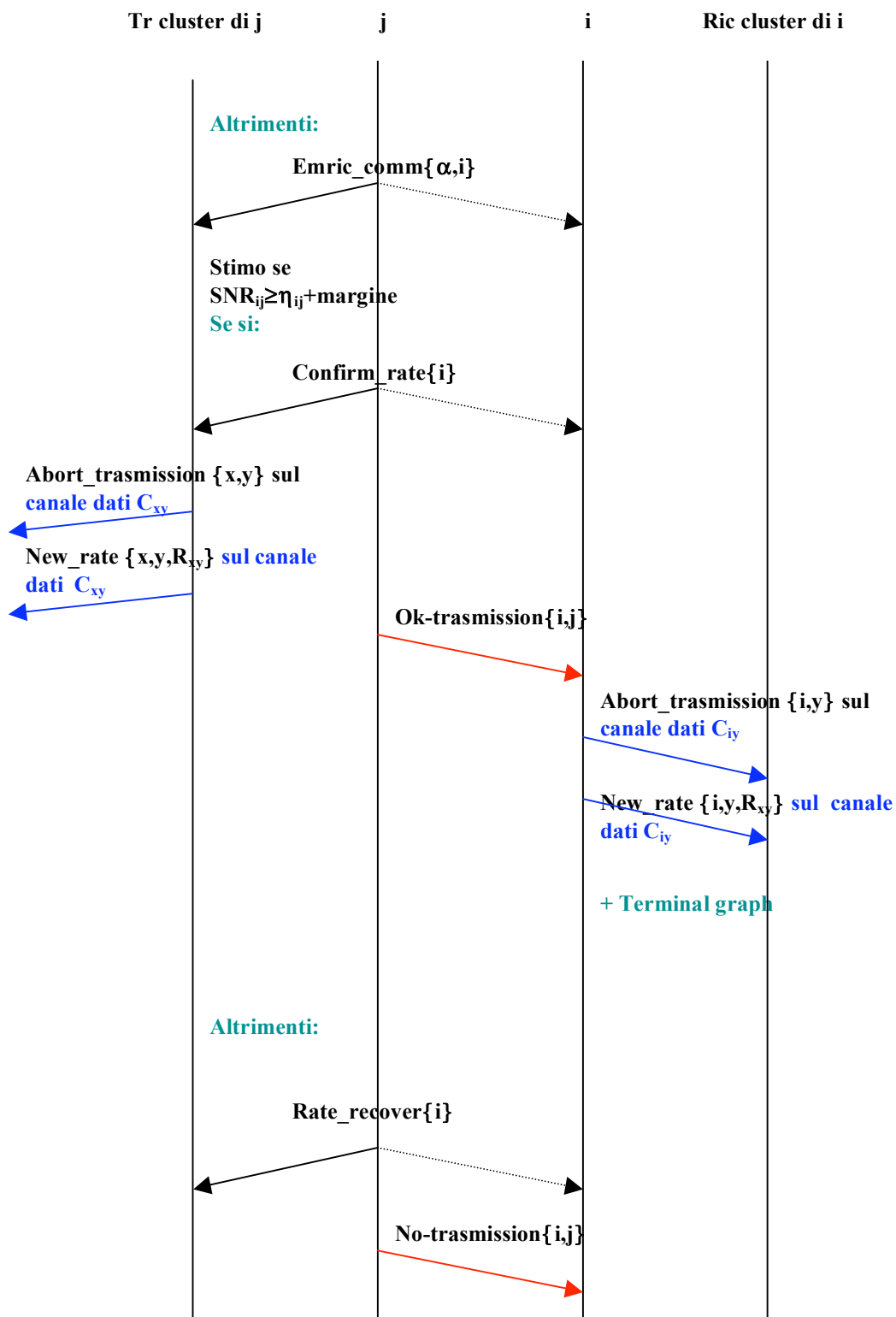
Se invece  $p_{ij}(R_{min}) \geq P'_{disp}$ , allora non è possibile instaurare il nuovo link i-j: questa decisione viene presa in quanto, se si provasse ad agire come fatto in precedenza, si andrebbe ad eliminare un link già esistente avente stessa priorità del link i-j, venendo meno a quanto detto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

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

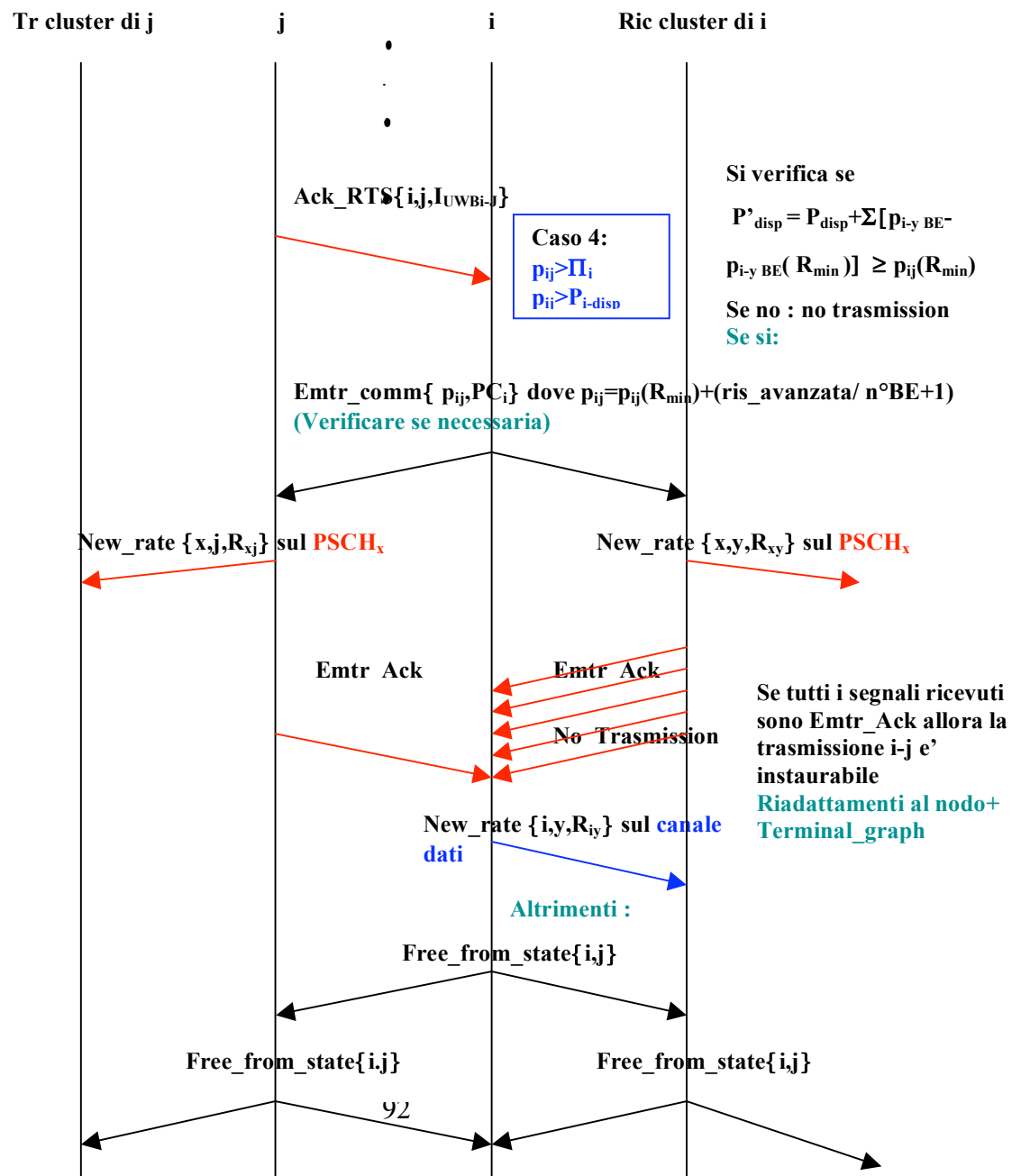
Quindi si capisce come la procedura di emergenza al ricevitore andrà attivata indipendentemente dall'esito della procedura di emergenza al trasmettitore. Da tale esito però dipenderà il valore di potenza con il quale la procedura di emergenza al ricevitore verrà attivata.

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.

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

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:

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

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:

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

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

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

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 setup della comunicazione BE si considera fallito.

# CAPITOLO 5

---

## DIMENSIONAMENTO DELLA CELLA UWB

---

### PAR. 5.1 INTRODUZIONE AL DIMENSIONAMENTO

Per effettuare correttamente un dimensionamento della cella di tipo UWB, occorre andare a determinare il raggio di copertura (**raggio del cluster**) di un trasmettitore UWB, fissato il SNR al ricevitore e fissata la potenza in uscita al trasmettitore stesso. Ossia bisogna andare a considerare un trasmettitore che emani potenza in aria secondo la tecnica UWB già analizzata nel Cap. 1. Dopodiché, fissata la potenza max. 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 Cap. 1, 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 par., 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 tirare in ballo il vincolo che viene imposto dalla regolamentazione dell’FCC parte 15, riguardo la max. 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.

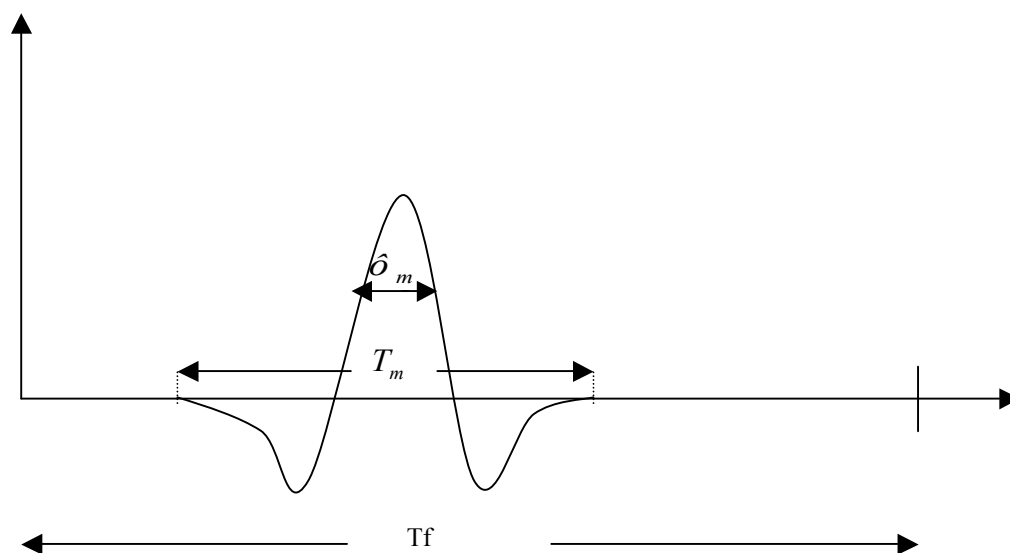
Il limite imposto dunque da questa regolamentazione è fissato sui  $12 \text{ } \eta\text{W/MHz}$ . Tale limite non è univoco, nel senso che i valori da non superare sono in realtà due, a seconda della frequenza centrale utilizzata dalla trasmissione; il limite sopra riportato è quello però che è stato 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 una ipotesi di scelta si è definito, considerando la forma dell’impulso UWB (che viene sotto riportata per comodità), 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 max. (uscite dal trasmettitore) con la quale poi verrà effettuato il

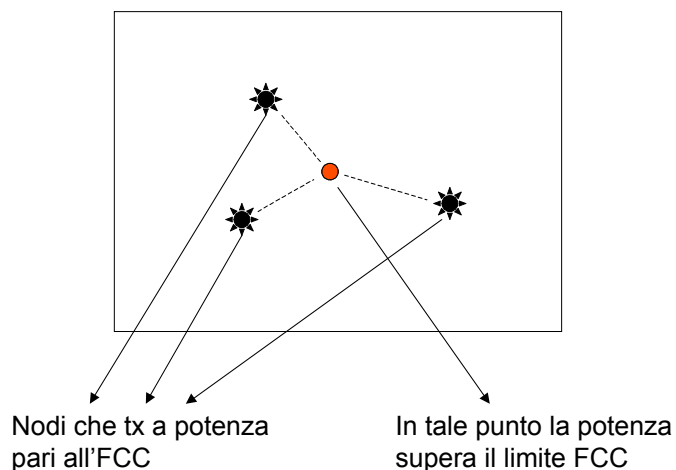
dimensionamento, sarà posta proprio pari a tale limite FCC: ecco come nasce il limite imposto sulla potenza max. uscente dal trasmettitore. C'è da dire, per la verità, che se con "x" si indica il limite FCC sulla potenza, e con " $P_{n \max}$ " la potenza del trasmettitore con la quale poi verrà fatto 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  $P_{\text{segn}}$  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 andare a soffermarsi su quei fenomeni fisici che fanno correre il rischio al sistema di superare il limite imposto dall'FCC, pur avendo appositamente scelto una potenza max. 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 Cap. 6. 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” esattamente la metà del protocollo descritto nel Cap. 4. Infatti così facendo, non si verrebbe mai a verificare la situazione (ben descritta e già vista proprio nel Cap. 4) 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 ad inizio par., il dimensionamento in questione considerando il singolo nodo che effettua una sola comunicazione a potenza max., 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 successivo par. assieme ai risultati stessi.

## **PAR. 5.2 ANALISI DEL DIMENSIONAMENTO EFFETTUATO**

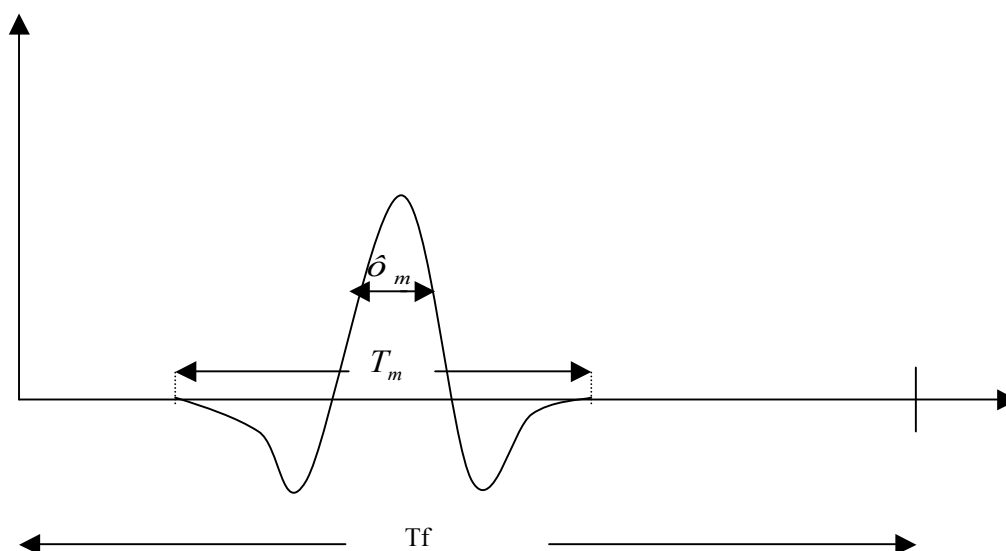
Come già accennato nel par. precedente, il dimensionamento della cella UWB è stato effettuato considerando due tipi diversi di impulsi (monocicli). Scopo di questo par. è quello di analizzare, dopo aver brevemente illustrato le caratteristiche dei due impulsi, i

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  $\tau_m$  (che a titolo informativo è pari a 0.2877  $\eta$ sec.) non rappresenta la durata temporale dell’impulso, ma un parametro che ne descrive la forma (si veda la formula sopra riportata). La durata effettiva dell’impulso è invece indicata con  $T_m$  e vale:

$$T_m = 0.75 \eta \text{sec.}$$

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

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

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

dove  $f_c$  rappresenta la frequenza centrale di funzionamento (che giustamente 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  $1.079 \cdot 10^{-10}$ . E' interessante mostrare il calcolo effettuato per trovare tale energia  $E_w$ .

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

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

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

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:

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

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

$$T_f = 100 \text{ nsec.}$$

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



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 min. 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 max. 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  $\gamma$  (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!!).

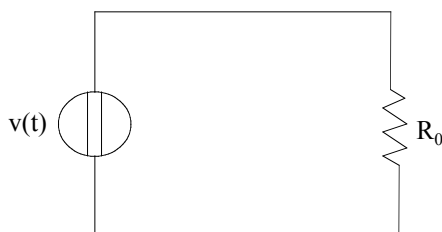
Altro parametro da gestire è dato dal fattore  $\Delta$ , che indica il margine in dB da aggiungere al SNR della generica comunicazione. Visto che tale parametro però rappresenta solo una “aggiunta” al SNR min. prima calcolato, per effettuare il dimensionamento lo si pone per comodità uguale a zero.

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

Come già visto nel par. 5.1, il limite FCC impone una potenza max. presente nell'aria pari a  $12 \text{ nW/MHz}$ . Utilizzando il monociclo precedentemente descritto, dato che ha una occupazione spettrale (BW) pari a  $2.66 \text{ GHz}$ , tale vincolo si traduce in una potenza max. accettabile pari a  $32 \text{ }\mu\text{W}$ , ovvero:

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

Essendo tale vincolo imposto sulla potenza intesa come "Watt", occorre riportarlo ad una specifica sulla potenza del segnale, che è espressa in " $\text{V}^2$ ". 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 ( $R_0 = 377 \text{ }\Omega$ ), come mostrato nella figura di seguito riportata.



Assumendo tale situazione, e considerato che la potenza (espressa in  $\text{V}^2$ ) è data dalla relazione già vista nel par. 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  $32 \text{ }\mu\text{W}$  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 max. 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:

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

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

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

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

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

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

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  $E_w$ ):

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

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

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, è stata trovata a pag. 111 la formula di Okumura 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;

$\gamma_1$  rappresenta la pendenza della perdita dovuta all'attenuazione nella zona 1;

$\lambda$  rappresenta la lunghezza d'onda del segnale considerato;

$r_2$  rappresenta il raggio della zona 2;

$\gamma_2$  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  $\gamma$  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):

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

dove  $\gamma_{i-j}$  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:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

basta invertire la relazione che lega  $\gamma_{i-j}$  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:

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

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

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.



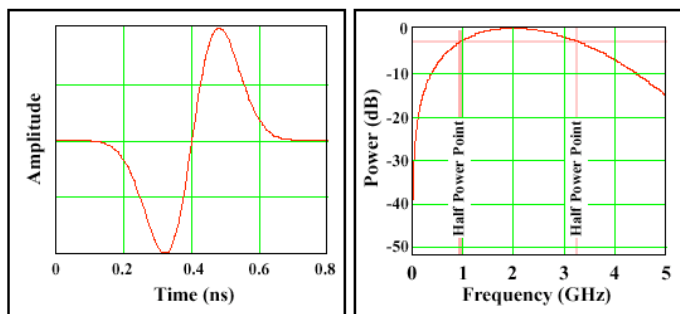
Lo studio del dimensionamento sopra riportato per l'impulso di "Win-Scholtz" si conclude quindi con la scelta del raggio del cluster UWB che, ipotizzando nelle simulazioni di trasmettere nel caso più stringente ad 1 Mbit / sec. con qualità di tipo QoS, lo si può porre ragionevolmente pari a **10 m**.

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' interesse di questo par. quello di effettuare il dimensionamento della cella UWB anche con questo tipo di impulso, per poi analizzare quello che permette una cella "migliore" (**raggio più grande**).

Analizzando l'impulso sopra riportato si nota un fatto interessante, e cioè che stavolta la grandezza  $\tau$ , a dispetto del  $\tau_m$  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  $\tau$  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:

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

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

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

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

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 max. 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  $\Delta$  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  $4\text{GHz}$ , si ricava immediatamente:

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

Per passare dalla specifica espressa in “Watt” alla stessa espressa però in “V<sup>2</sup>”, 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  $12 \text{ mV}^2$  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 ( $m_p, \sigma_a^2$ ) 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:

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

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 max. dell'impulso corrispondente alla potenza  $P_{n\ max}$  ora trovata, si può agire come già visto in precedenza:

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

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

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);

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

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

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

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

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

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

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

$$f_c = 2 \text{ GHz};$$

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

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. 5.3 ULTERIORI CONSIDERAZIONI SUL DIMENSIONAMENTO**



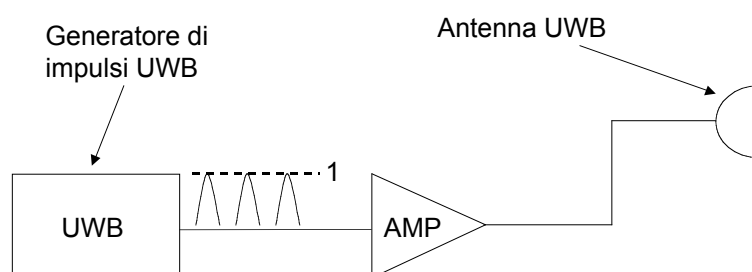
Prima di terminare il Cap. relativo al dimensionamento, è opportuno soffermarsi su alcuni aspetti teorici che durante la descrizione delle pag. precedenti sono passati, per così dire, in “secondo piano” rispetto alla descrizione del dimensionamento vero e proprio.

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 che in seguito verranno analizzate: 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 è stato indubbiamente sottovalutato riguarda la possibilità “pratica” di essere in grado di costruire un apparecchio (un trasmettitore UWB) che rispetti le caratteristiche richieste durante il dimensionamento visto. 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 ( $T_f = 100 \text{ ns}$ ), 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 dei 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 Cap. ed andare a vedere i risultati ottenuti con le simulazioni, è importante approfondire un ultimo aspetto di primaria 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 par., 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 par., è stata assegnata metà della potenza max. 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 6

---

## RISULTATI DELLA SIMULAZIONE E DISTRIBUZIONE DELLA POTENZA IN ARIA

---

### PAR. 6.1 BREVE DESCRIZIONE DEL SIMULATORE

Il protocollo MAC è stato già sufficientemente analizzato nel Cap.4 di questo lavoro. Nel seguente paragrafo si vuole in particolare porre l'attenzione sul simulatore, il quale è stato sviluppato in linguaggio MATLAB.

Esso si basa sulla 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, dato che 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 (e poiché in MATLAB non è consentito l'utilizzo dei "puntatori") 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.

Altra considerazione importante è relativa alla modalità con cui tali nodi sono stati distribuiti all'interno della rete. Infatti il simulatore non pone i nodi sempre nella stessa posizione, ma all'inizio di ogni simulazione li distribuisce in maniera "random" nell'ambiente considerato. Tale scelta è stata effettuata per rendere più realistica la generica simulazione: in una gestione reale della rete UWB i nodi trasmettitori e ricevitori si troveranno "sparsi" casualmente nella rete.

La modalità dunque con cui i nodi vengono posizionati nella rete è random. Per ogni nodo da inserire nella rete si scelgono casualmente sia l'indice di riga che l'indice di colonna che lo identificheranno nella matrice  $N \times N$ . Ognuno dei due indici viene preso estraendo il valore da una variabile aleatoria uniformemente distribuita tra 1 e  $N+1$ , e prendendone la parte intera inferiore.

Vista allora la distribuzione dei nodi UWB all'interno della rete, bisogna ora dare spiegazione circa la gestione delle richieste di setup di detti nodi.

Infatti 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 venisse opportunamente incrementato fino alla fine della simulazione. E' stato scelto come tempo medio di interarrivo tra una richiesta di trasmissione e l'altra, un valore pari ad 1 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 setup rispetto ad un altro, in modo da non incorrere nel problema dei "setup concorrenti". Questa semplificazione è stata adottata solo per una esigenza di simulazione, in quanto non è interesse del lavoro svolto quello di analizzare tale problema, ma bensì quello di valutare il funzionamento del protocollo nel controllo di potenza della rete UWB. D'altronde, essendo i setup 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.4).

E' da tener presente che nella simulazione, come nel protocollo, vengono 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 %) che la generica richiesta di trasmissione sia di tipo QoS o BE. Tale caratteristica è stata pensata per rendere più parametrica la gestione del simulatore e per poter andare ad analizzare più casi possibili.

Un aspetto di fondamentale importanza che si è tenuto in considerazione nella stesura del simulatore e che non è stato menzionato nel Cap. 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 Cap.5,



considerando tutto l'ambiente UWB, la potenza presente nell'aria non deve superare il limite imposto dall'FCC di  $12 \bullet 10^{-3} \text{ V}^2$ . 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. Tali centraline, 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 recepito. 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 dall'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 viene mostrato, a scopo puramente informativo, la generica riga della sottomatrice M x P contenente tutte le informazioni relative alla comunicazione i-j (si noti che P=10):

Riga M – Colonna 1

Stato del nodo i (1,2,3)

Riga M – Colonna 2

Riga, nella sottomatrice N x N, del nodo collegato ad i (j)

Riga M – Colonna 3

Colonna, nella sottomatrice N x N, del nodo collegato ad i (j)

Riga M – Colonna 4

Riga, nella sottomatrice M x 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  $\Delta$  (ASI) trasmesso al nodo k all’atto di instaurazione del setup k-h

## **PAR. 6.2 SIMULAZIONI EFFETTUATE**

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

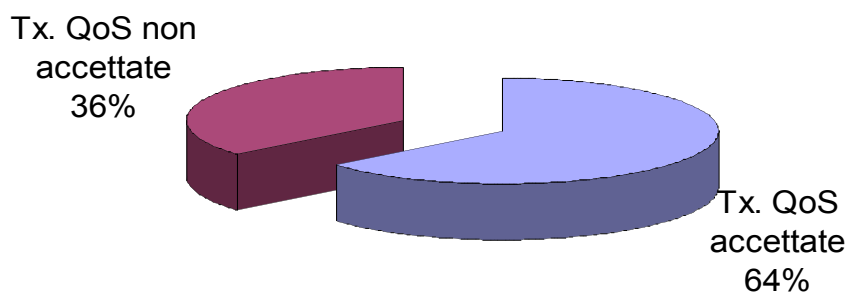
Inizialmente sono stati scelti i parametri di base di seguito riportati:

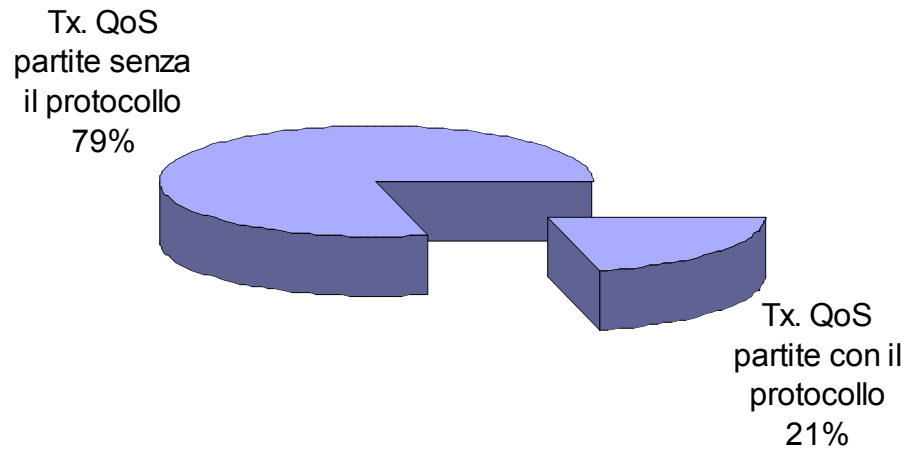
- Numero di utenti presenti nella rete: 50
- Durata della singola comunicazione: 50 sec.

- Durata della simulazione: 100 sec.
- Probabilità della generica comunicazione di essere di tipo BE: 50%
- Dimensione della rete UWB (N): 15 m.
- Bit-rate minimo per una trasmissione di tipo BE: 10 Kbit/sec.

E' innanzitutto necessario far notare che la durata della singola comunicazione è stata appositamente scelta pari alla metà della durata dell'intera simulazione proprio per far sì che la rete andasse in sovraccarico, condizione necessaria per analizzare correttamente le prestazioni del protocollo progettato. Con tale situazione infatti la singola comunicazione i-j, durante la fase di setup, ha trovato una rete UWB nella quale erano già presenti un notevole numero di link instaurati, in modo da rendere statisticamente più probabile la “partenza” del protocollo per l'instaurazione della comunicazione i-j.

Detto ciò, effettuato un numero sufficientemente elevato di prove (~100), si è visto che mediamente sono partite circa il 64% delle richieste QoS effettuate. Analizzando invece tutte le trasmissioni QoS partite, si è notato che di queste, circa il 21% sono partite grazie all'utilizzo del protocollo, che così ha garantito alla rete un incremento notevole (~21%, appunto) delle trasmissioni QoS instaurate con successo. Tali risultati vengono di seguito riportati nei rispettivi grafici “a torta”.





Altro parametro importante che è stato fornito dalla simulazione della rete, riguarda la misura, grazie all'utilizzo delle centraline descritte nel par. precedente, della potenza in aria mediamente presente nell'ambiente UWB. Nonostante sia stata fissata la max. 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, 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 Cap. 4). Infatti le simulazioni hanno fornito i seguenti risultati:

Potenza max. misurata dalla centralina n.1 (su 100 prove)=  $1.93 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.2 (su 100 prove)=  $1.08 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.3 (su 100 prove)=  $3.22 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

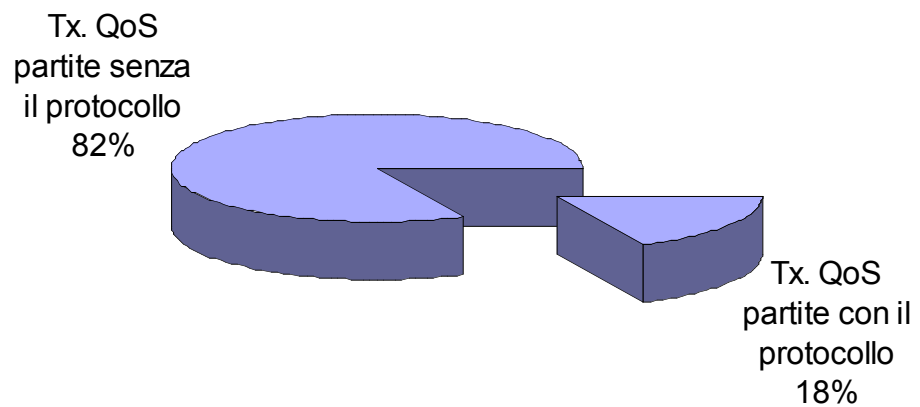
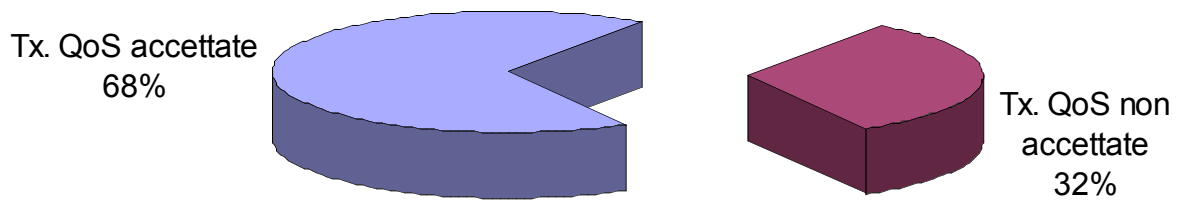
Potenza max. misurata dalla centralina n.4 (su 100 prove)=  $2.67 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

E tali valori risultano essere sensibilmente più bassi del limite max. di potenza che può essere presente in aria per non disturbare le trasmissioni di tipo diverso dall'UWB (limite FCC).

Dall'analisi delle simulazioni dunque si è evidenziato che un numero non indifferente di comunicazioni di tipo QoS non viene instaurato per via dei vincoli imposti dalla rete. E' opportuno ricordare che tali vincoli sono dovuti essenzialmente ai due fenomeni di max. potenza emissibile dal nodo trasmettitore ( $P_{n \max}$ ) e dai margini ( $\Delta_{\min}$ ) trasmessi dai nodi ricevitori appartenenti al cluster del nodo trasmettitore in questione.

Con lo scopo di migliorare il suddetto problema quindi si è pensato di aumentare la potenza  $P_{n \max}$  uscente dal nodo, in modo tale da far sì che ogni nodo potesse sopportare un numero maggiore di comunicazioni (sia di tipo QoS che BE) prima di dover far partire la procedura di "riadattamento al nodo". E' da notare che tale accorgimento però potrebbe portare ad un notevole incremento della potenza in aria: tutto ciò non costituisce un problema dato che è stato or ora verificato che la potenza presente nell'ambiente UWB è di gran lunga inferiore al limite max. imposto dall'FCC, così da consentire, senza nessun pericolo, un aumento della potenza  $P_{n \max}$  !!

Sono state allora effettuate delle ulteriori prove con valori di  $P_{n \max}$  pari a  $30 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$ , ottenendo i seguenti risultati:



Si nota quindi un leggero miglioramento nelle trasmissioni partite, come se la rete, complessivamente, riuscisse a gestire un maggior numero di comunicazioni di tipo QoS (difatti si è passati dal 64% al 68%, riguardo le comunicazioni accettate).

Per completezza di analisi va detto che le prestazioni del traffico BE non vengono mostrate, in quanto ritenute di secondaria importanza rispetto a quelle del traffico QoS e rispetto alla distribuzione della potenza misurata dalle centraline UWB.

Tornando alla valutazione degli ultimi risultati ottenuti, è fondamentale andare a vedere proprio la potenza misurata dalle “note” centraline. Questo è opportuno per rendersi conto se ci si è avvicinati o meno al limite di potenza di  $6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$  (limite FCC per i “dati”).

Si nota che, nonostante l’aumento tutt’altro che contenuto di  $P_{n \text{ max}}$  (è stata quintuplicata), la potenza in aria sia comunque rimasta praticamente invariata. Infatti sono di seguito mostrati i dati sperimentali di tale aspetto:

Potenza max. misurata dalla centralina n.1 (su 100 prove)=  $2.13 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.2 (su 100 prove)=  $2.86 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.3 (su 100 prove)=  $2.15 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.4 (su 100 prove)=  $2.75 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

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

Questo fatto fa pensare che, essendo ancora bassa (rispetto ai  $6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$ ) la potenza presente nell’ambiente UWB, sia possibile aumentare ancora più considerevolmente tanto  $P_{n \text{ max}}$  quanto il margine  $\Delta$  (da non confondere con l’ASI) che va aggiunto al  $\text{SINR}_{\text{RIF}}$  (in fase di setup della comunicazione) affinché possano migliorare le prestazioni della rete.



E' istruttivo capire perché bisogna andare ad aumentare il valore del margine  $\Delta$  per migliorare le prestazioni della rete UWB oltre che, come già visto prima, 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  $\Delta_{\min}$  (ASI): tali margini rappresentano il "secondo" dei vincoli (a cui si accennava prima) imposti dalla rete che potrebbero non far instaurare il collegamento i-j; 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  $\Delta_{\min}$ . Perciò tanto più questi link vengono settati (all'atto della loro instaurazione) con un alto valore di  $\Delta$ , 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  $\Delta$ , 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  $\Delta$  (che di norma è posto a 2dB).

Ora si supponga di instaurare con successo il collegamento i-j ad un SINR pari a 30dB (14dB + 16dB di "margine") anziché 16dB (14dB + 2dB di "margine"): ovvero si ipotizzi di fissare il margine  $\Delta$  ad un valore di 16dB. 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.

Risulta perciò logico che, per aumentare e migliorare le prestazioni del sistema, si debba agire contemporaneamente sui due parametri prima citati, cioè  $P_{n \max}$  e  $\Delta$ , in modo tale che all'aumentare del  $\Delta$  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  $\Delta$  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  $\Delta$ .

Aumentando notevolmente ambedue i parametri sopra citati, si è evidenziato un fenomeno quantomeno inaspettato. Infatti ponendo  $P_{n \max}$  pari a  $100 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$  e  $\Delta = 4\text{dB}$  (prima era 2dB), 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 ( $P_{n \max} = 200 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$  e  $\Delta = 8\text{dB}$ ) le prestazioni sono all'incirca rimaste invariate, senza aumentare.

Senza entrare nel dettaglio dei grafici di tali ultimi risultati, discordanti per ciò che è stato detto precedentemente, è doveroso andare a capire il “perché” sia accaduto tutto questo.

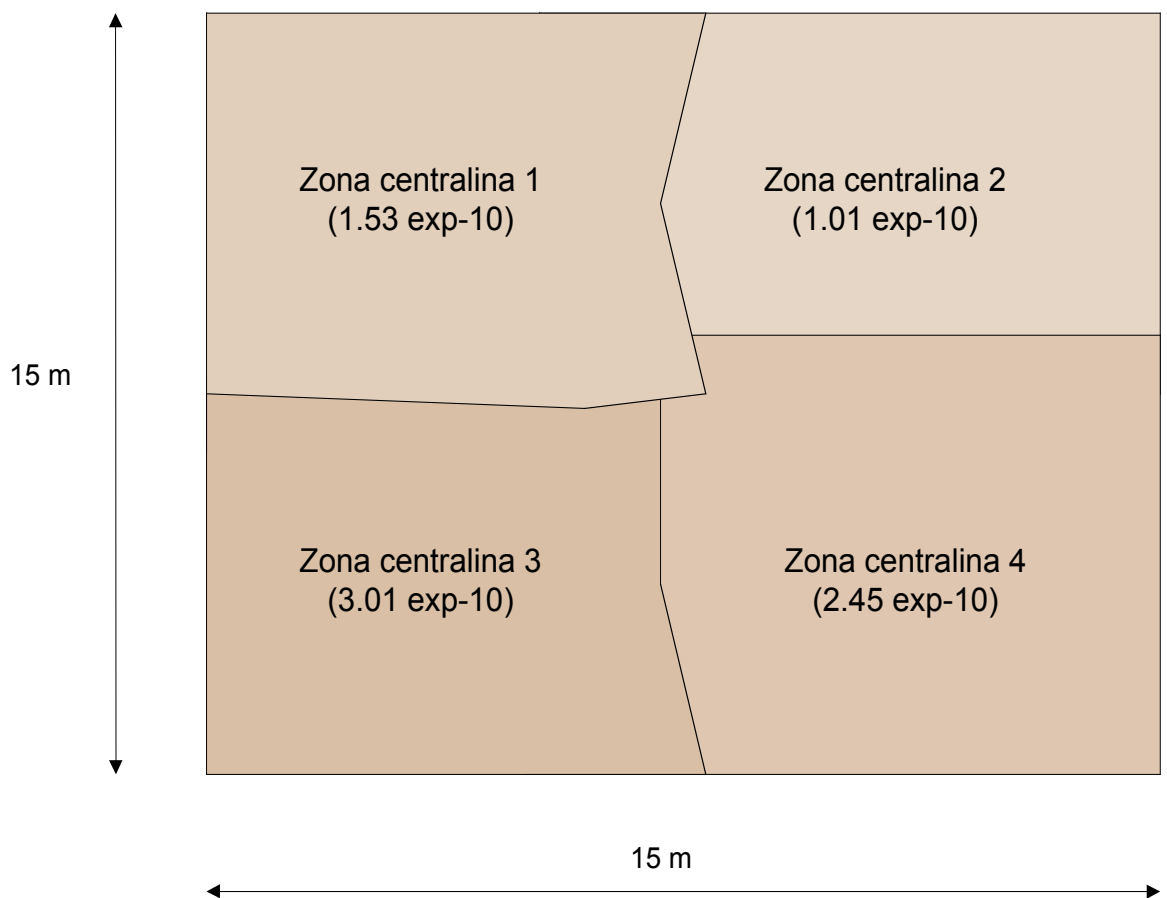
Per poter quindi comprendere nella sua totalità il fenomeno verificatosi, è necessario analizzare con maggiore precisione quale sia effettivamente l'andamento della potenza

in aria nella rete UWB, cioè come essa si distribuisce precisamente nell'ambiente: tale analisi fornirà la risposta al quesito sopra posto.

### **PAR. 6.3** DISTRIBUZIONE GEOGRAFICA DELLA POTENZA IN ARIA

Sulla base dei risultati trovati durante le simulazioni e mostrati nel par. precedente, è molto importante ai fini della comprensione del problema andare a mostrare l'andamento grafico della potenza presente nell'aria.

Viene di seguito presentata una “cartina” che evidenzia, a seconda della tonalità del colore utilizzato (più o meno scuro, cioè), 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, 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, e non ai valori max. mostrati nel par. precedente).

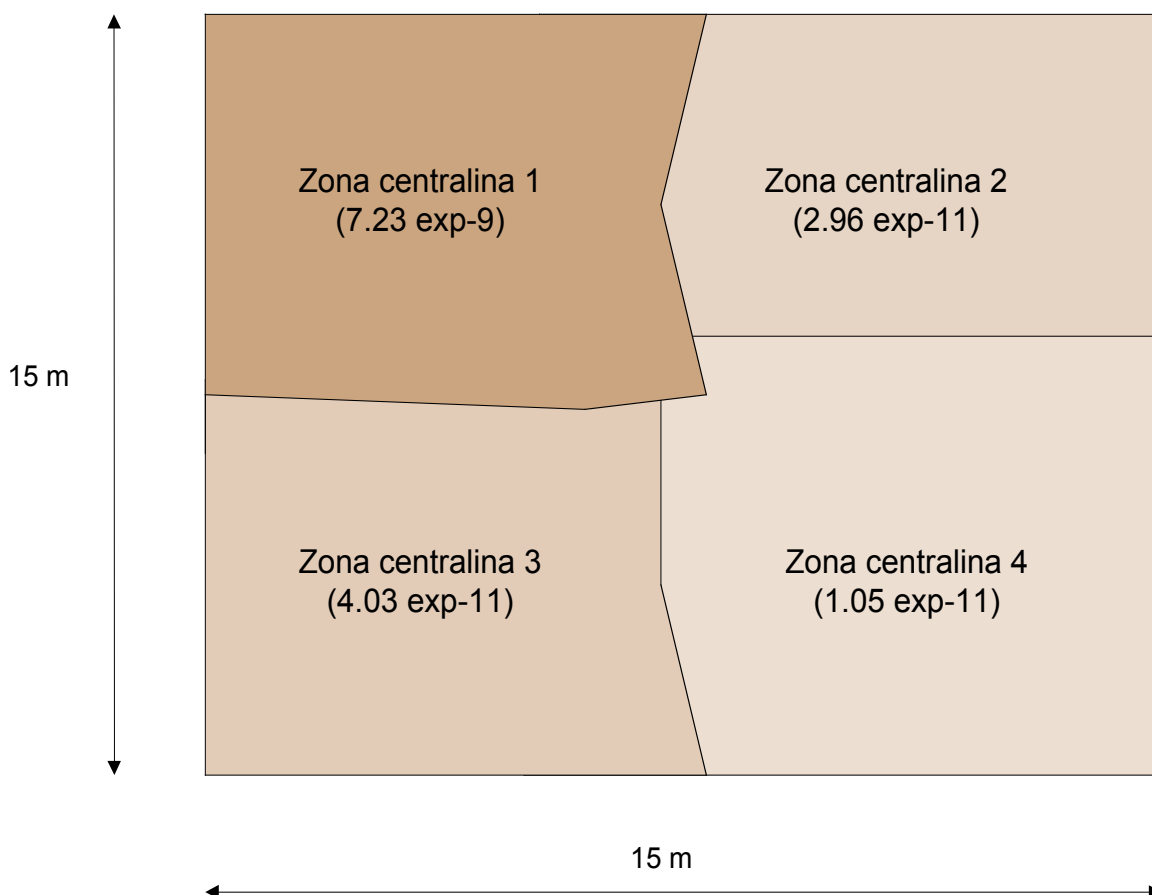


Osservando la figura è possibile rendersi conto di come la potenza che mediamente si trova nella rete sia notevolmente bassa, nonostante valori di  $P_{n \text{ max}}$  anche elevati (come già mostrato nel precedente par.).

Per completezza di analisi inoltre, è opportuno mostrare la stessa cartina ma in condizioni di diversa distribuzione dei nodi trasmettitori. Si è pensato cioè di cambiare la posizione fisica dei nodi trasmettitori per poter avere una maggiore completezza (e chiarezza al tempo stesso) dei risultati fino ad ora ottenuti.

Sono state quindi effettuate ulteriori simulazioni in cui la distribuzione dei nodi all'interno della rete non è stata fatta in modo casuale, ma si è appositamente scelta una

zona precisa dove concentrare tutti i nodi del sistema (nell'esempio mostrato è la zona della centralina 1). Il risultato medio di tali ulteriori prove viene di seguito mostrato.



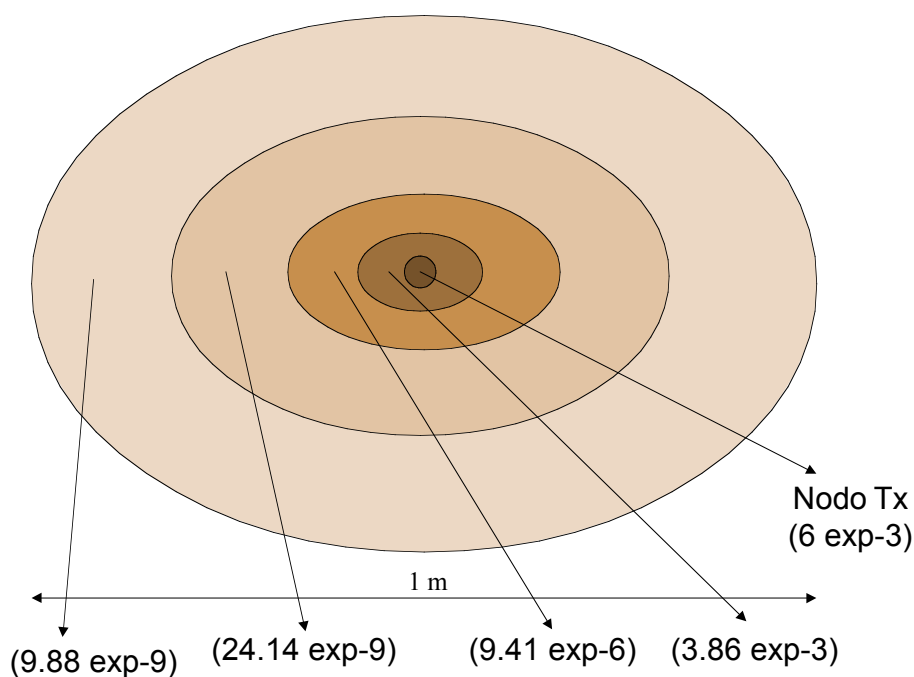
Anche in questa occasione, pur avendo una potenza media in aria non più distribuita in modo uniforme all'interno della rete (dato che si ha una maggiore concentrazione nella zona 1), si evidenziano dei valori di potenza nettamente inferiori al limite FCC su tutta la rete in questione, “zona 1” compresa!!

Per comprendere meglio tale fenomeno allora, è necessario andare a fare una 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 max. 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.

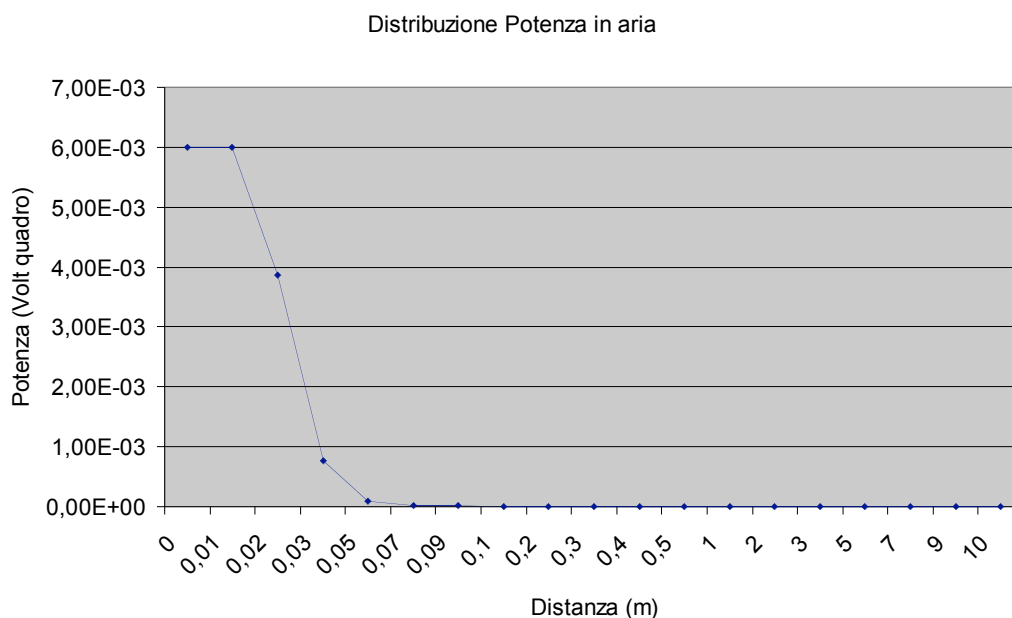


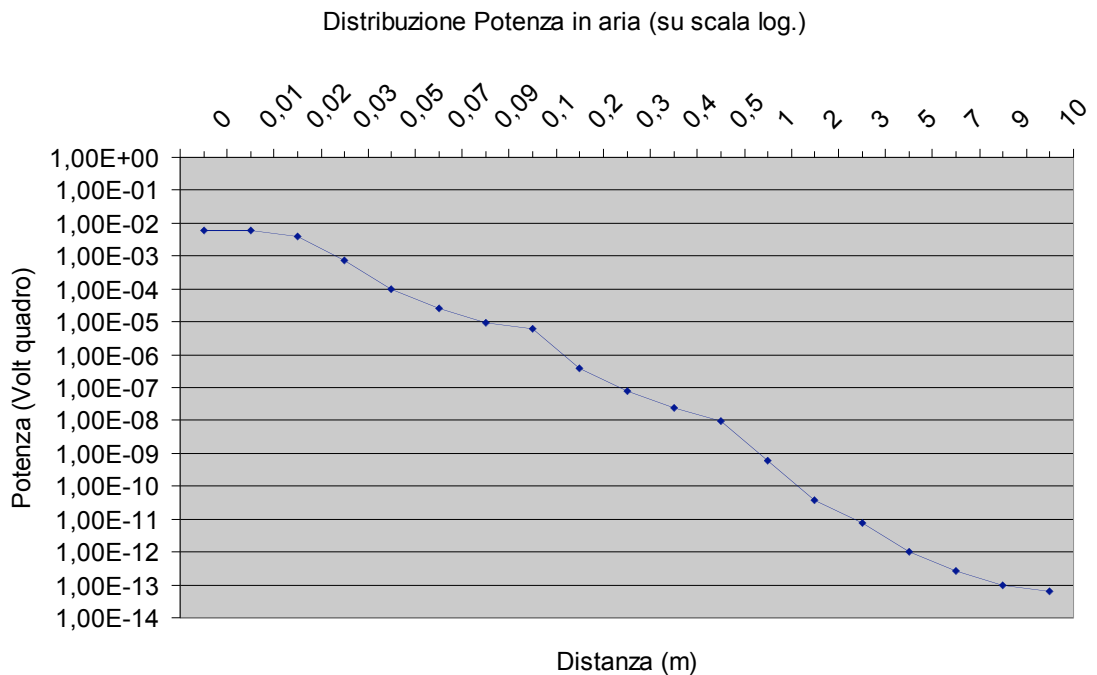
Dalla figura sopra esposta ci si rende conto del fatto che, nel giro di mezzo metro (rispetto al nodo trasmettitore), la potenza diminuisce di ben sei ordini di grandezza!!!

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

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  $\Delta$ ) e le prestazioni della rete stessa (trasmissioni accettate rispetto alle richieste totali); tale fatto, a rigor di logica e in base a quanto detto nel par. 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.





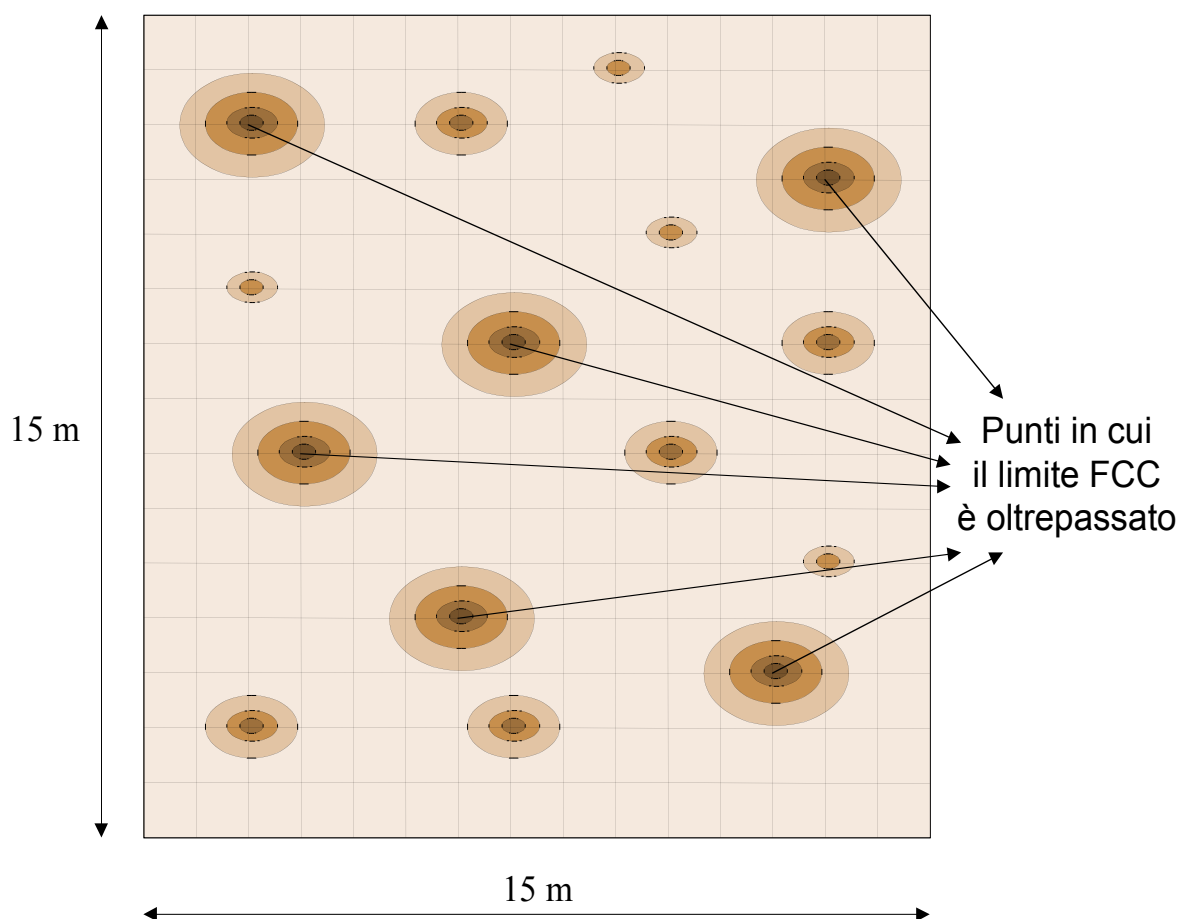
Con gli andamenti evidenziati, è facile capire il perché la potenza misurata dalle centraline UWB risulti sempre così bassa, come mostrato nel par. relativo alle simulazioni effettuate: la potenza è tutta concentrata sopra il nodo, dopodiché decade subito diminuendo di molto il suo valore (è sufficiente 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, viene di seguito riportata una figura di notevole interesse. Infatti viene mostrata una cartina simile a quella vista ad inizio paragrafo, con la differenza che però ora viene aumentata la “risoluzione” della rete in questione: cioè 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: avendo aumentato il valore di  $P_{n \max}$  anche oltre il limite FCC imposto, è possibile vedere come la potenza presente in aria assuma dei valori notevolmente contenuti praticamente sul 99.9% del territorio, mentre supera il limite FCC solo in corrispondenza esatta di qualche nodo che sta trasmettendo a max. 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.

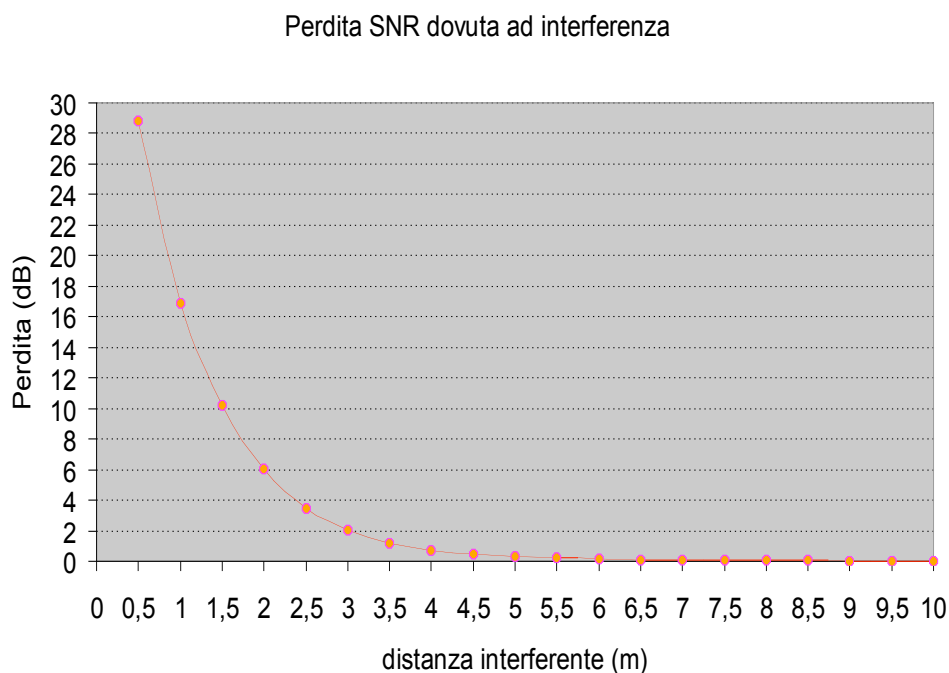
Tutto ciò ha, come visto, un notevole risvolto pratico: infatti è possibile aumentare la potenza  $P_{n \max}$  anche oltre il limite FCC, senza incorrere in un sensibile aumento della potenza media presente in aria, la quale rimane tranquillamente sotto il livello di guardia.

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; così come si riesce facilmente a intuire come cambi la situazione se il nodo interferente si trovi a 1 m oppure a 10 m dal nodo ricevitore in questione!!

Con lo scopo di chiarire meglio tale considerazione, viene di seguito riportato un grafico di fondamentale importanza che mostra di quanto si abbassa il SINR al ricevitore in presenza di un nodo interferente.

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 max. 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 grafico

che si vuole far vedere mostra, al variare della distanza tra il nodo interferente e il nodo “j”, di quanto diminuisce il SINR sul nodo “j”.



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 setup relativo al nodo “k”. Quindi si capisce come, durante lo svolgimento della simulazione, il generico link i-j non consenta l’instaurazione di alcun setup il cui nodo trasmettitore si trovi nel raggio di due metri rispetto al nodo “j”.

Questo fa capire, anche in base alla discordanza dei risultati ottenuti nel par. precedente, 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 “randomicità” della rete UWB che non dai parametri prestazionali del protocollo scelti.**

Dopo essere giunti a tale importantissima conclusione, si deduce che per valutare l'influenza dei parametri del protocollo ( $P_{n \max}$  e  $\Delta$ ) sulle prestazioni della rete UWB, è necessario andare a ripetere le simulazioni effettuate nel par. 1 del seguente Cap., ma stavolta con un simulatore che distribuisca sempre allo stesso modo i nodi della rete, e che faccia in modo tale che le trasmissioni avvengano sempre con lo stesso ordine e con la stessa sequenzialità nella scelta dei nodi trasmettitori e dei nodi ricevitori.

Per strutturare questa differente versione del simulatore, si è pensato di “organizzare” in maniera opportuna la disposizione dei nodi all'interno della rete UWB. Infatti si è considerata innanzitutto una matrice di dimensioni 10 x 10 (cioè N è stato portato da “15” a “10”, per motivi legati alla velocità con cui ogni singola simulazione viene eseguita dal PC). Si sono considerati da ingresso un numero di utenti pari a 50, che, nelle 100 posizioni disponibili all'interno della matrice, sono stati distribuiti nel seguente modo: a partire dalla prima colonna per ogni riga, sono stati alternati gli “0” (utente non presente) agli “1” (utente presente in fase di stand-by), iniziando sempre dagli “0”.

A questo punto è doveroso dare almeno un cenno alla tecnica con cui si è riusciti a fare in modo tale che, al variare delle simulazioni, non cambiasse la sequenza con cui i vari nodi trasmettessero.

A partire dalla prima colonna della prima riga, si è effettuato il seguente algoritmo:

“Se l'elemento considerato è un nodo - è un “1” - , questo diventa un nodo trasmettitore ed effettua in sequenza tre trasmissioni. La prima verso quel nodo che si trova sulla

stessa riga ma 6 colonne più avanti (a destra, per inteso!!); la seconda verso quello che si trova sempre sulla stessa riga, ma 4 colonne più avanti; la terza verso il nodo che sta sulla stessa riga e 8 colonne più a destra. Si consideri che se nel contare le colonne per la scelta del nodo ricevitore si arriva alla colonna N-esima, si continua nel conteggio passando alla prima colonna della successiva riga. Così facendo si ottiene che ogni nodo trasmettitore effettua la prima trasmissione a una distanza non inferiore ai 5 metri, la seconda ad una distanza non inferiore ai 3 metri e l'ultima ad una non inferiore ai 7 metri.

Se l'elemento considerato invece non è un nodo, oppure è un nodo ma ha già provato ad effettuare i suoi tre setup, si ripete l'algoritmo per l'elemento presente nell'immediata destra. Se in tale colonna non c'è nulla perché l'elemento scelto inizialmente aveva un indice di colonna pari ad N, si passa al primo elemento della riga successiva.”

Con tale algoritmo e con la disposizione dei nodi fatta così come detto prima, si sono effettuate le successive e restanti simulazioni. Ulteriori parametri che sono stati scelti al riguardo sono: il “tipo” di trasmissione, che è stato scelto con una probabilità del 50% di traffico BE; la durata di una comunicazione, scelta sempre pari a 50 sec. per avere una rete in situazione di “grosso carico”; la durata dell'intera simulazione, che non è stata scelta a caso, ma è stata posta pari a 150 sec. per un motivo ben preciso. Infatti la disposizione dei nodi e la modalità con cui questi trasmettono, fanno sì che dopo 150 sec. tutti i nodi abbiano provato ad effettuare le loro tre trasmissioni (visto e considerato che il tempo medio tra una richiesta di trasmissione e la successiva è di 1 sec.). Per cui i 150 sec. stabiliti in precedenza rappresentano un tempo ragionevolmente elevato per far sì che la rete sia in una situazione di pieno carico (**regime**).

Per concludere la descrizione di questa nuova versione del simulatore è necessario porre l'attenzione sul fatto che ogni nodo provi a fare più di una sola trasmissione (come visto, prova a farne tre!!); questo è stato fatto proprio per far sì che sul singolo trasmettitore siano presenti più comunicazioni contemporaneamente: primo perché tale è la situazione reale, e secondo perché così si è potuto valutare il funzionamento del protocollo riguardo la procedura di riadattamento al nodo!!

Arrivati a questo punto, è necessario andare a mostrare le ulteriori simulazioni effettuate con le relative conclusioni alle quali si è giunti.

## **PAR. 6.4 CONCLUSIONI**

Con la seconda versione del simulatore proposta nel precedente par., sono state effettuate ulteriori simulazioni con cui si è potuto valutare le prestazioni del protocollo all'interno della rete UWB, a parità stavolta di "situazioni" imposte dall'ambiente esterno (disposizione dei nodi, scelta dei nodi trasmettitori e ricevitori, ecc...).

Fissati i parametri immessi dall'esterno ai valori già citati nel par. precedente, questi vengono di seguito riportati per comodità di lettura:

- Numero di utenti presenti nella rete: 50
- Durata della singola comunicazione: 50 sec.
- Durata della simulazione: 150 sec.
- Probabilità della generica comunicazione di essere di tipo BE: 50%
- Dimensione della rete UWB (N): 10 m.

- Bit-rate minimo per una trasmissione di tipo BE: 10 Kbit/sec.

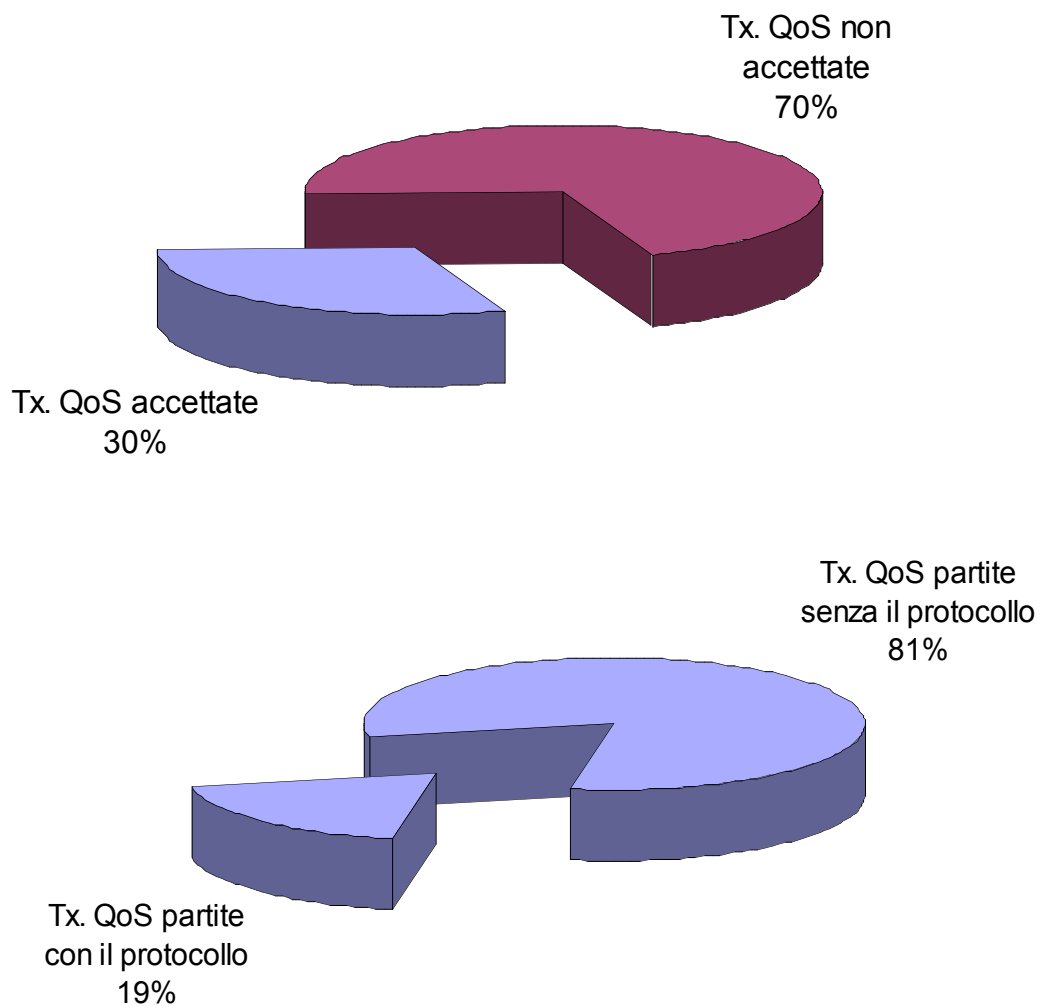
Oltre a tali parametri, per ciò che è stato detto nei precedenti par., è fondamentale chiarire a quali valori sono stati fissati i parametri prestazionali del protocollo,  $P_{n\ max}$  e  $\Delta$ . Di seguito viene riportato quanto detto:

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

- $\Delta = 2\ dB$

Come si nota, i valori scelti sono quelli “standard” delle simulazioni di partenza.

Con tali posizioni, su una media di 100 simulazioni, sono stati trovati i seguenti risultati:



Analizzando visivamente la prima delle due “torte”, si nota subito che, rispetto ai risultati ottenuti e mostrati nel par. 6.2, è diminuito notevolmente il numero di link instaurati: ciò non comporta un problema, né tantomeno una degradazione delle prestazioni, in quanto queste ultime simulazioni sono state effettuate in una situazione della rete a pieno carico che prima non sussisteva!! Quindi è errato pensare ad una diminuzione delle prestazioni, perché bisogna prendere questi risultati ottenuti e confrontarli con una stessa situazione di intenso traffico, per potersi pronunciare su una variazione delle prestazioni.

Detto ciò, è interessante andare vedere anche la potenza in aria misurata nelle varie prove dalle centraline presenti nella rete. Anche qui, come nelle simulazioni viste in precedenza, tale potenza risulta avere dei valori notevolmente bassi rispetto al limite FCC.

Potenza max. misurata dalla centralina n.1 (su 100 prove)=  $1.39 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.2 (su 100 prove)=  $3.90 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.3 (su 100 prove)=  $9.90 \cdot 10^{-11} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.4 (su 100 prove)=  $3.90 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2$

Dopo aver visto tali primi risultati ottenuti con questa nuova versione del simulatore (in caso cioè di intenso traffico), è possibile andare ad analizzare il caso in cui si vanno a variare i parametri “critici” (riguardo alle prestazioni) del protocollo,  $P_{n \text{ max}}$  e  $\Delta$ .

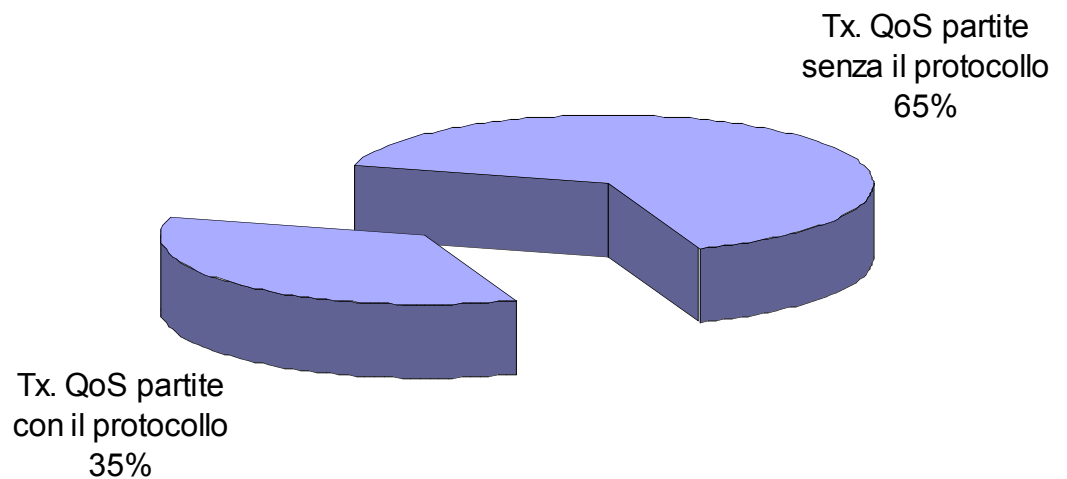
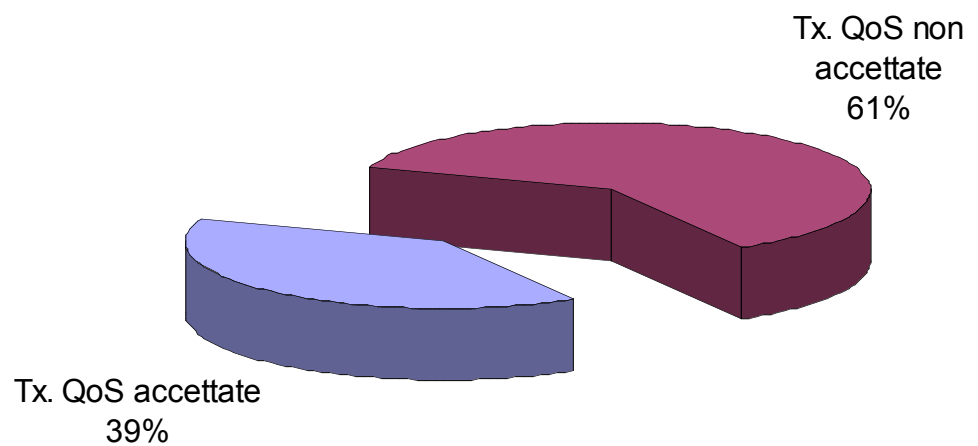
Sono state effettuate quindi delle nuove prove in cui si sono variati appunto tali due valori, scegliendo in ambedue i casi di aumentare i parametri in questione. Infatti, per quanto detto nel par. 6.2, per migliorare le prestazioni ed ottenere risultati più buoni si doveva andare ad incrementare sia il valore di  $P_{n \text{ max}}$  che quello di  $\Delta$ . E ciò non dovrebbe causare danni, circa la potenza presente in aria, visto che comunque da tale



punto di vista si è ancora ben lontani (con queste prime prove) dal limite dei  $6 \cdot 10^{-3} V^2$ !

Ponendo allora una  $P_{n \max}$  pari a  $100 \cdot 10^{-3} V^2$  e il  $\Delta$  pari a 10dB, si sono ottenuti i

seguenti risultati (sempre sulla base di 100 simulazioni):



Si nota subito, come era logico presumere, un netto miglioramento delle prestazioni, sia in termini di trasmissioni partite rispetto alle richieste avute, sia in termini di trasmissioni partite a seguito dell'intervento sul controllo di potenza effettuato dal protocollo stesso.

Questo fa capire come ad un aumento del margine  $\Delta$  corrisponda un aumento della potenza  $P_{i-j}$  necessaria ad instaurare il generico link i-j. Aumentando tale potenza, anche se si è aumentato parallelamente  $P_{n \max}$ , accade che risulta molto più probabile che per instaurare il collegamento si debba effettuare un eventuale riadattamento al nodo o al cluster che sia. Ecco come si spiega quindi l'incremento delle prestazioni legate al funzionamento del protocollo; a questo si aggiunge ovviamente l'aumento (quasi il 10%!!) delle trasmissioni totali effettuate, così come sarebbe dovuto accadere per quanto detto nei par. precedenti.

Per completare l'analisi effettuata sull'incremento delle prestazioni dovuto all'aumento dei parametri  $P_{n \max}$  e  $\Delta$ , occorre andare a vedere se la potenza presente in aria, misurata dalle centraline, sia cresciuta e, soprattutto, di quanto!! Infatti è presumibile pensare che essa sia aumentata di valore, ma è pur sempre lecito aspettarsi di non essere andati oltre il limite imposto dall'FCC. I risultati a tale riguardo vengono di seguito riportati.

Potenza max. misurata dalla centralina n.1 (su 100 prove)=  $1.84 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.2 (su 100 prove)=  $1.35 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.3 (su 100 prove)=  $2.10 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$

Potenza max. misurata dalla centralina n.4 (su 100 prove)=  $1.50 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2$

Come sopra accennato, è accaduto proprio quanto si poteva prevedere: si è avuto indubbiamente un incremento della potenza presente nell'aria, ma tale incremento è

risultato “contenuto” entro i limiti imposti dalla regolamentazione. Anzi, a onor del vero, i valori misurati risultano essere ancora parecchio lontani dal limite dei  $6 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$ . Con tali risultati e tali miglioramenti ottenuti, si è pensato di cercare allora un ulteriore incremento delle prestazioni spingendo ancora oltre i valori scelti in precedenza per le grandezze  $P_{n \max}$  e  $\Delta$ .

Per fare questo, si è andati a porre come segue:

- $P_{n \max} = 500 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$
- $\Delta = 15\text{dB}$

Imponendo tali valori, invece, è accaduto quello che meno ci si poteva aspettare. Si è stranamente ottenuto infatti un “congelamento” delle prestazioni, nel senso che il numero di trasmissioni effettuate rispetto al traffico totale, così come anche la percentuale delle comunicazioni iniziate grazie all’intervento del protocollo, sono rimasti praticamente invariati. Anzi, in taluni casi, si è notato anche un leggero peggioramento della situazione rispetto al caso precedente.

Senza entrare nel dettaglio dei grafici indicanti quanto appena detto, risulta indubbiamente più utile, ai fini della comprensione del problema, andare a capire il perché sia successo tutto questo. Per andare a fondo ed entrare nel nocciolo del problema, occorre tener conto della seguente considerazione.

Tenendo presente la spiegazione del protocollo vista nel Cap. 4, si consideri la procedura con la quale, quando il generico nodo “i” decide di voler instaurare un setup 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  $\Delta_{\min}$  (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  $\Delta_{\min}$ , e chiamato “t” il corrispondente nodo trasmettitore con cui “k” è collegato ed al quale fa riferimento il margine  $\Delta_{\min}$  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 ( $P_{t-k}$ ).

Fatta tale considerazione di partenza, si immagini ora la rete UWB in condizioni di start-up, nell’istante cioè in cui si prova ad instaurare il primo setup 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 setup 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 sempre molto bassa. Tale discorso ovviamente non vale solo per il primo link che si instaura durante la simulazione, ma può essere ripetuto analogamente anche per tutte le comunicazioni che comunque 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 setup - dei margini

$\Delta_{\min}$  notevolmente piccoli, rischiando, se tali comunicazioni sono di tipo QoS e quindi non sono riadattabili, di non far instaurare il setup richiesto dal nodo “i”.

Ne risulta quindi che ad un aumento dei parametri  $P_{n \max}$  e  $\Delta$ , non corrisponde direttamente un incremento delle prestazioni del sistema. O meglio, aumentando tali due parametri si ha anche un buon miglioramento delle prestazioni, come visto prima; questo fenomeno però non risulta essere lineare, ma bensì presenta una “saturazione”: per il motivo ora spiegato cioè, aumentando ancora di più i parametri  $P_{n \max}$  e  $\Delta$ , si giunge ad un “congelamento” delle prestazioni, anzi, forse anche ad un peggioramento!! Effettuata questa analisi delle prestazioni allora, e giunti a tale importantissima conclusione, si potrebbe pensare di raffinare ulteriormente il tutto facendo una sorta di controllo automatico nel protocollo, che faccia in modo tale che tutte le prime comunicazioni si settino a potenza max., anche se tale livello non sia espressamente richiesto per la partenza della comunicazione; successivamente il controllo automatico stesso provvederebbe, dopo un certo numero di secondi, a ripristinare i livelli di potenza che effettivamente erano stati richiesti da quelle comunicazioni a cui è stata cambiata la potenza di “start”. Una cosa del genere però diventerebbe difficilmente gestibile, dal punto di vista dei margini  $\Delta_{\min}$  trasmessi, perché la generica comunicazione i-j, settata su un certo livello di potenza stabilito anche dai vari  $\Delta_{\min}$  arrivati, si troverebbe a dover fare un nuovo dimensionamento sulla base dei nuovi valori di potenza che verrebbero assegnati alle comunicazioni “vicine” al link i-j. Si capisce allora come tale ipotesi non sia facilmente percorribile sulla base dei ragionamenti fatti. Da tutto ciò si può trarre quindi la conclusione sotto riportata.

“Visti i miglioramenti ottenuti aumentando (...non troppo!!) i parametri  $P_{n \max}$  e  $\Delta$ , e visto che la potenza in aria misurata dalle centraline UWB non si è rivelata essere troppo prossima al limite imposto dall’FCC, si può concludere che, senza andare a fare ulteriori modifiche al protocollo, delle ottime prestazioni si ottengono sulla rete – sia in termini di trasmissioni partite, che in termini di funzionamento vero e proprio del protocollo – ponendo ai parametri  $P_{n \max}$  e  $\Delta$  i seguenti valori:

- $P_{n \max} = 100 \cdot 10^{-3} \text{ V}^2$
- $\Delta = 10\text{dB}$

in questo modo si riescono ad avere delle prestazioni che, indubbiamente, dipendono dal tipo di trasmissione (UWB) e dalla tipologia dei nodi e delle trasmissioni nella rete in questione, ma che comunque, a parità di tutte le condizioni possibili all’interno della rete, risultano essere sicuramente le più soddisfacenti”.

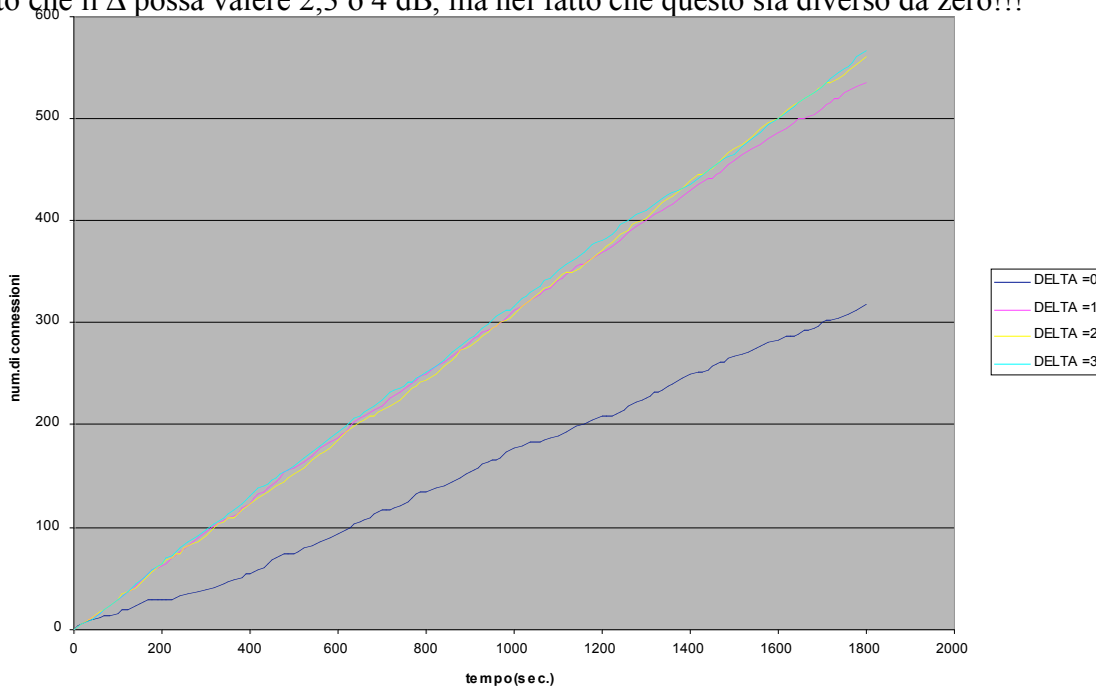
D’altro canto è fondamentale tener presente che la condizione necessaria da rispettare affinché le prestazioni del sistema abbiano un sensibile miglioramento, riguarda il fatto che il  $\Delta$  debba essere obbligatoriamente maggiore di 0 dB. Il che è anche logico, in quanto il margine  $\Delta$  è il diretto responsabile del fatto che ogni comunicazione possa o meno sopportare altri link provocanti interferenza: e giustamente, ponendo un  $\Delta$  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 semplice 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  $\Delta$  pari a 0 dB, rispetto al caso in cui il  $\Delta$  viene posto

uguale a 1,2,3,4,5 dB. L'andamento è ben visibile, e rispecchia esattamente quanto è stato detto in precedenza. La netta differenza di prestazioni infatti non si nota tanto nel

**CONNESSIONI INSTAURATE AL VARIARE DI DELTA**

fatto che il  $\Delta$  possa valere 2,3 o 4 dB, ma nel fatto che questo sia diverso da zero!!!



Prima di concludere il lavoro sulla base dell'analisi delle prestazioni descritte, è necessario, per una maggiore completezza dei risultati ottenuti, andare ad analizzare un ultimo aspetto relativo ad una considerazione già accennata nel par. 3 del quinto Cap..

Difatti è stato già notato come la scelta di una attenuazione proporzionale a  $d^4$  rappresenti una ipotesi che influisca molto sulla determinazione dei risultati ottenuti.

Tale scelta è stata già ampiamente giustificata nel Cap. 5, ma è quantomeno doveroso analizzare cosa possa succedere nel caso in cui si scegliesse di utilizzare l'attenuazione da spazio libero, proporzionale a  $d^2$ .

Si ipotizzi dunque di utilizzare l'attenuazione dello spazio libero, la cui formula viene di seguito riportata:

$$A_d = \left( \frac{4\pi}{c} \right)^2 \cdot f_c^2 \cdot d^2$$

Sotto tale ipotesi occorre notare che, innanzitutto, cambierebbe il raggio della cella UWB: cambierebbe cioè il dimensionamento effettuato nel Cap. 5.

Essendo l'attenuazione proporzionale a  $d^2$  anziché a  $d^4$ , si nota subito che nel caso di "spazio libero" essa sarebbe minore, a parità di distanza. Ciò comporta che, svolgendo gli stessi conti già fatti in precedenza, si otterrebbe un raggio del cluster sicuramente maggiore!!

A dimostrazione di quanto detto vengono di seguito riportati i risultati del nuovo dimensionamento effettuato.

Esattamente quindi a come è stato fatto nel Cap. 5, si possono svolgere i calcoli relativi al dimensionamento con l'attenuazione dello spazio libero.

Usando direttamente l'impulso di "Win - Scholtz" e ponendo i seguenti parametri:

$$\gamma_{i-j} = \text{SNR min.} = 14 \text{ dB per QoS};$$

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

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

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

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

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

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

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

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

si ottengono i seguenti risultati (solo per il caso QoS, che è quello più stringente):



| Bit-rate [bit / sec.] | Distanza “d” [Km] |
|-----------------------|-------------------|
| 10 K                  | 55                |
| 100 K                 | 17.3              |
| 1 M                   | 5.5               |

Tutto ciò equivale a dire che, utilizzando l’attenuazione dello spazio libero, si determina un raggio del cluster pari a **5.5 Km**.

**Raggio della cella UWB = 5.5 chilometri**

Come si nota immediatamente il raggio è notevolmente aumentato: si è passati infatti da 10 metri a 5.5 chilometri!!!

Per avere però un miglior confronto con i risultati ottenuti con la precedente attenuazione (quella cioè derivante dal modello di Okumura), si è scelto di non cambiare tale parametro, e di andare ad effettuare le simulazioni relative utilizzando ancora un cluster di 10 metri (che comunque è “realizzabile”, utilizzando l’attenuazione da spazio libero).

Si mostrano dunque ora i risultati relativi alla distribuzione della potenza in aria con le simulazioni effettuate utilizzando l’attenuazione dello spazio libero.

In questo caso si vogliono mettere in evidenza le differenze presenti tra la rete UWB vista in precedenza e la stessa, ma in condizioni di attenuazione proporzionale a  $d^2$ .

Proprio per tale motivo si usano allora, per la generica simulazione, le stesse condizioni delle simulazioni viste in precedenza.

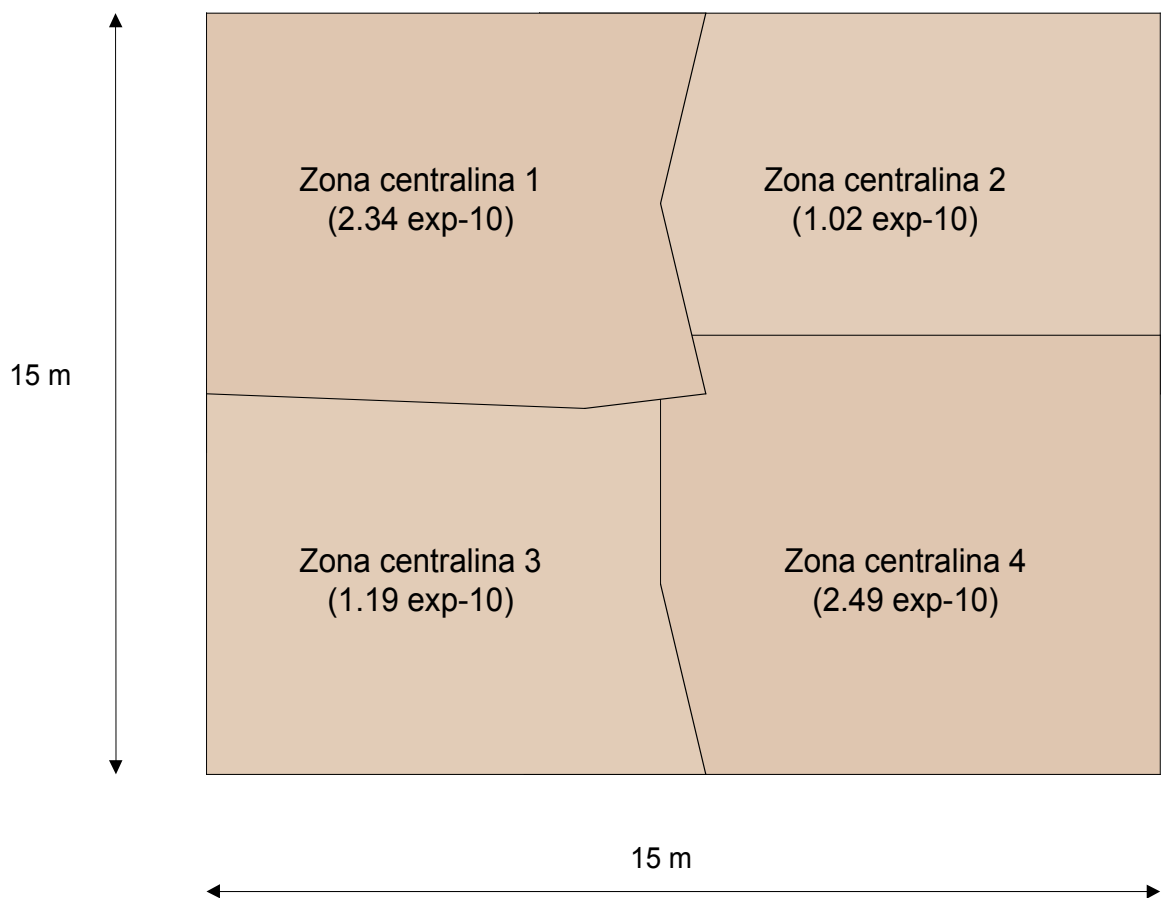
Si pongono quindi i parametri del protocollo ai valori “standard” iniziali, cioè:

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

- $\Delta = 2\text{dB}$

In tali condizioni, utilizzando l’attenuazione dello spazio libero, ci si aspetta di ottenere una potenza media distribuita in aria maggiore rispetto a quella misurata nel caso precedente (a parità di condizioni). Questo perchè, con una attenuazione minore rispetto a quella proporzionale a  $d^4$ , la potenza che viaggerà in aria risulterà essere meno attenuata, quindi la centralina dovrebbe misurarne un quantitativo maggiore del precedente caso, a parità ovviamente delle altre condizioni.

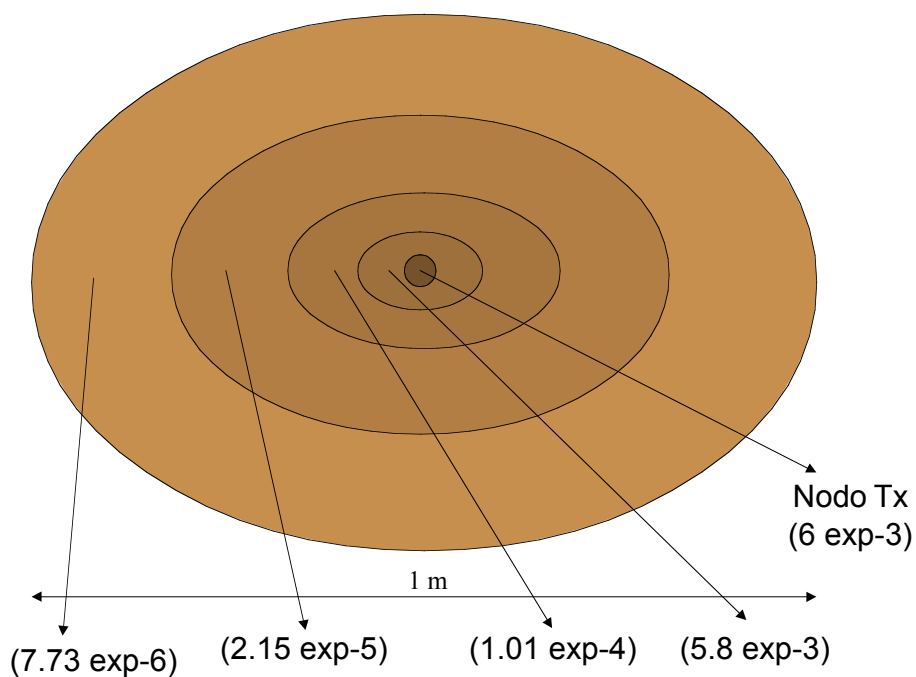
Effettuate dunque delle simulazioni di prova (100, come fatto prima), ecco mostrati i risultati ottenuti.

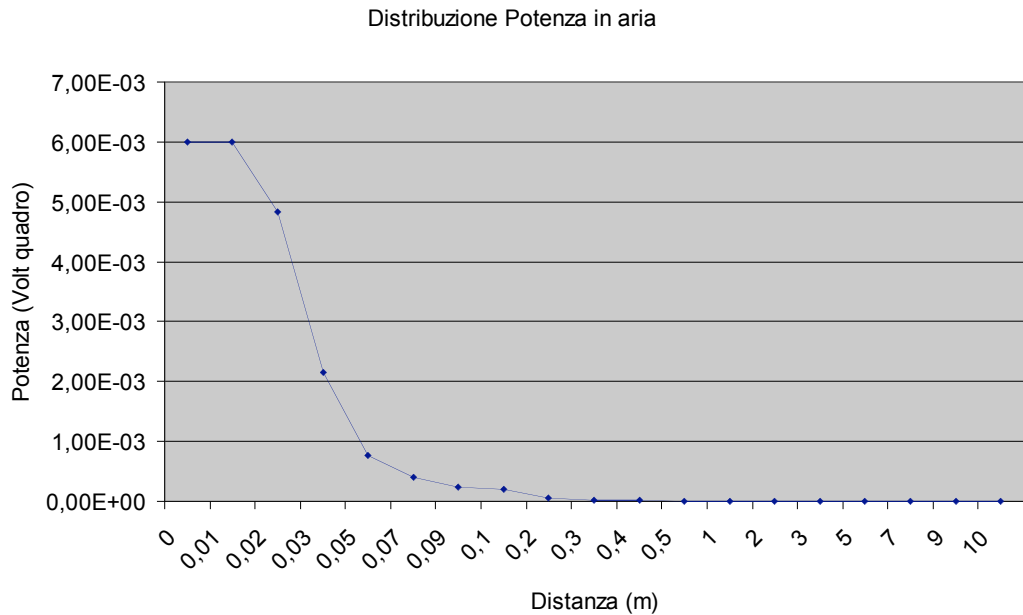


Contrariamente a quanto ci si poteva aspettare, si nota che la potenza misurata in aria mediamente dalle centraline UWB non si discosta affatto dai valori trovati in precedenza con l'altro modello di attenuazione. Tale fenomeno si spiega semplicemente attraverso la seguente considerazione: come detto prima è giusto affermare che (a parità di condizioni) il segnale trasmesso risulta meno attenuato, ma bisogna altrettanto tener conto del fatto che, essendo l'attenuazione proporzionale a  $d^2$ , anche il singolo link inizierà la trasmissione "settandosi" su un valore di potenza decisamente inferiore rispetto alle simulazioni viste con il precedente modello di attenuazione. Questa contemporanea diminuzione, sia della potenza trasmessa nel generico link  $i-j$  che

dell'attenuazione applicata a tale segnale, non comporta modifiche sulla misura media della potenza presente in aria nella rete UWB.

Ovviamente però il diverso modello attenuativo utilizzato comporta comunque una netta differenza in termini di propagazione del segnale. Infatti, per rendere più evidente tale differenza, è necessario andare ad analizzare il grafico relativo alla propagazione del segnale trasmesso, che viene riportato qui sotto.



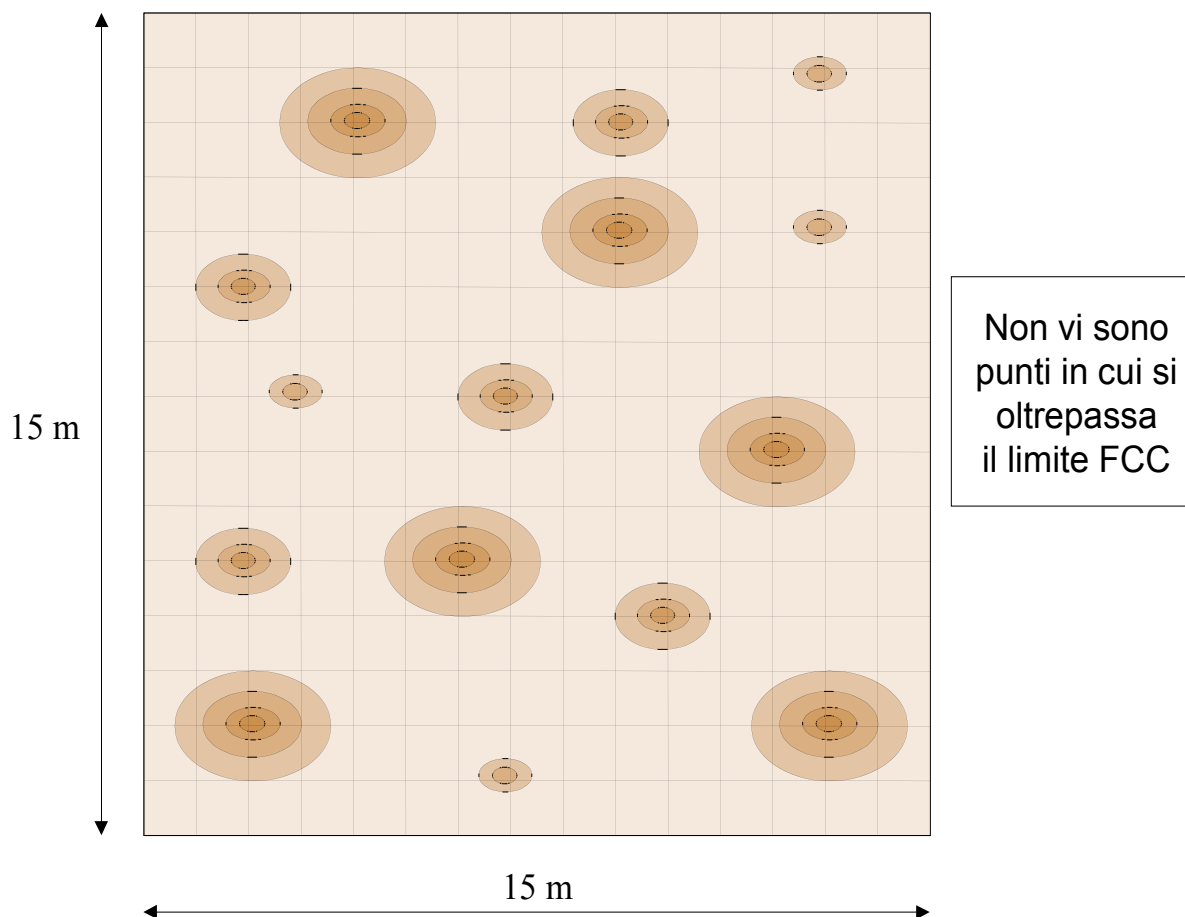


Rispetto agli analoghi andamenti visti nel caso di attenuazione in ambiente urbano, si nota come la potenza che si propaga diminuisce molto di meno. Essa ha cioè un'intensità maggiore rispetto al caso precedente, mano a mano che ci si allontana dal trasmettitore. Tale considerazione è senz'altro giusta, ma **a parità di potenza trasmessa!!!**

Questo equivale a dire che, seppur mediamente la distribuzione in aria della potenza non cambia in termini di valore misurato dalle centraline, essa risulta essere nettamente diversa se si analizza "puntualmente" la rete. Se infatti si aumenta la risoluzione grafica della rete in questione e si mostra punto per punto l'andamento della potenza misurata, si ottengono risultati ben diversi.

A dimostrazione di ciò viene di seguito mostrata la distribuzione della potenza nella rete nel caso di una maggiore risoluzione di quest'ultima. Cioè, a parità di condizioni esterne, si evidenzia l'andamento ottenuto durante una generica simulazione della rete

nella quale, fissato un istante di tempo qualsiasi, si è calcolati la potenza presente istantaneamente su tutti i nodi UWB presenti in essa.



Come risulta subito immediato, si nota una netta differenza con l'analogia distribuzione mostrata per il caso di attenuazione di "Okumura". Difatti in questo caso si evidenzia una potenza distribuita in maniera più uniforme all'interno della rete: non vi sono punti in cui il limite FCC viene raggiunto, proprio perchè la generica comunicazione inizia la trasmissione ad un livello di potenza molto più basso rispetto al limite FCC imposto, e quindi i vari trasmettitori mandano in aria molta meno potenza; inoltre la potenza

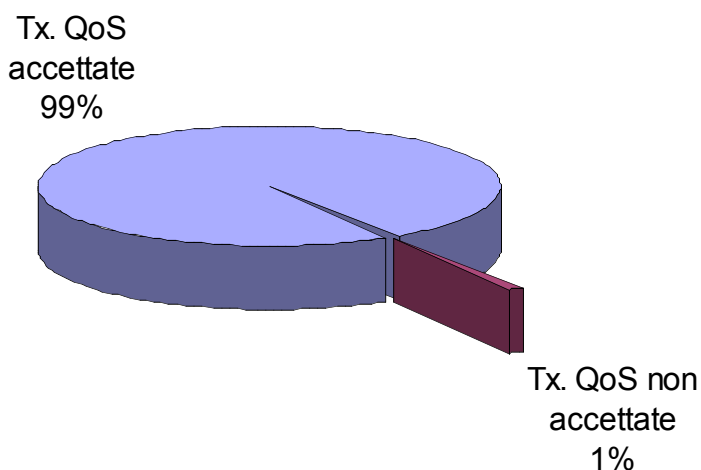
trasmessa subisce un minor decadimento dovuto alla diversa attenuazione, tanto da far sì che questa si propaghi più uniformemente nell'ambiente circostante.

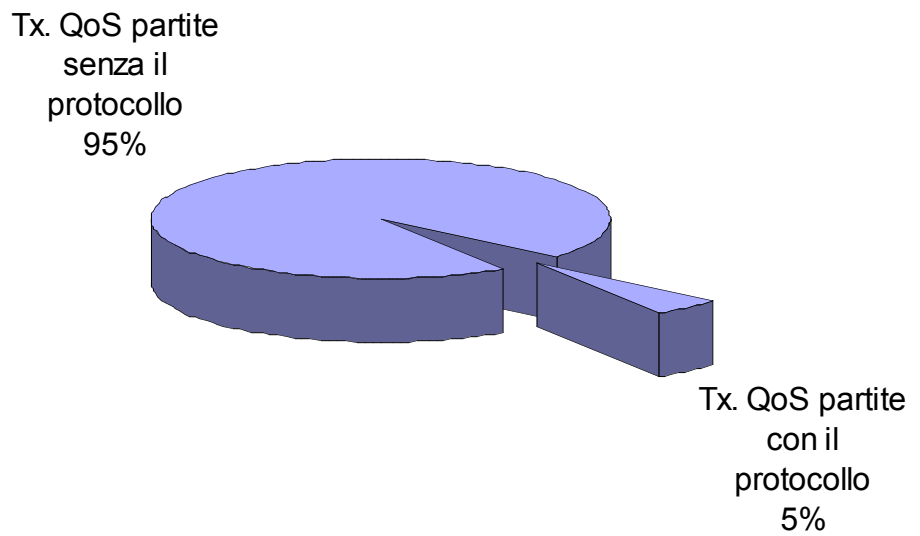
Prima di concludere questa analisi effettuata con l'attenuazione da spazio libero, è interessante andare a vedere le prestazioni del sistema ottenute in questo caso, anche in base a quanto detto riguardo al fatto che la generica comunicazione i-j si "setta" su un valore di potenza decisamente inferiore rispetto al limite FCC.

Proprio in virtù di questo fatto, avendo delle potenze in trasmissione molto basse, si viene a creare un'interferenza tra le varie comunicazioni praticamente irrisoria: ne risulta che i margini  $\Delta$  (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 spropositato delle prestazioni, soprattutto in termini di link instaurati (infatti il protocollo non viene praticamente quasi mai chiamato in causa, limitando di molto il numero delle trasmissioni partite grazie ad esso). Quanto ora detto viene confermato dai risultati sperimentali, ottenuti su una media di 100 simulazioni effettuate nelle stesse condizioni di quelle già viste per l'attenuazione di "Okumura".

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

-  $\Delta = 2\text{dB}$





La cosa interessante da notare è che in questo caso non è necessario andare a modificare i parametri  $P_{n \max}$  e  $\Delta$  per migliorare le prestazioni, perchè praticamente si instaurano con successo tutti i setup richiesti dalla simulazione, sia quelli di tipo QoS che quelli di tipo BE!!

Si consideri comunque che tali risultati hanno validità relativa al fatto che si è considerato un ambiente “indoor” di circa una ventina di metri per lato, a dispetto di un raggio del cluster che sarebbe potuto arrivare oltre i cinque chilometri nel caso di attenuazione da spazio libero, come visto. E tale considerazione non va a smentire i risultati ottenuti, in quanto essi sono stati trovati sulla base di simulazioni effettuate come fatto per il caso precedente in condizioni di attenuazione in ambiente urbano. Però è necessario tenere sott’occhio tale aspetto, per poter capire più a fondo l’essenza delle prestazioni del protocollo in tale ambiente.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] Moe Z. Win e Robert A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications". In *IEEE TRANS. ON COMMUNICATIONS*, vol.48, pagg. 679-690, Aprile 2000.
- [2] Robert A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation". In *Proc. IEEE MILCOM'93*, Ottobre 1993.
- [3] Angelo Bernardini, "Lezioni del corso di Sistemi di Telecomunicazione". Edizioni Ingegneria 2000.
- [4] Santosh S. Kolenchery, J. Keith Townsend e Griff Bilbro, "Performance of Local Power Control in Peer-to-Peer Impulse Radio Networks with Bursty Traffic". In *Proc. IEEE GLOBECOM*, pagg.910-916, Novembre1997.
- [5] Santosh S. Kolenchery, J. Keith Townsend e James A. Freebersyser, "A Novel Impulse Radio Network for Tactical Military Wireless Communications". In *Proc. IEEE MILCOM'98*, vol.1, pagg. 59-65, 1998.
- [6] Sandeep Jain e Vinod Sharma, "FAFS: A New MAC Protocol for Wireless ATM". In *IEEE ICPWC'99*, pagg.135-139, Gennaio 1999.
- [7] Jean-François Frigon, Henry C.B. Chan e Victor C.M. Leung, "A Variable Bit Rate Resource Allocation Algorithm for Wireless ATM". In *Proc. IEEE GLOBECOM*, pagg.2673-2677,1999.
- [8] D.Raychaudhuri e N.D.Wilson, "ATM-Based Transport Architecture for Multiservices Wireless Personal Communication Network". In *IEEE JSAC*, vol.12, pagg.1401-1414, Ottobre 1994.
- [9] J.F.Frigon, H.C.B. Chan e V.C.M. Leung, "Data and Voice Integration in DR-TDMA for Wireless ATM Networks". In *Proc. ICC'99*, Giugno 1999.
- [10] J.F.Frigon, "Dynamic Reservation TDMA Medium Access Control Protocol for Wireless ATM Networks", tesi, Università di British Columbia, Agosto 1998.
- [11] Athanasios Papoulis, "Probabilità, Variabili Aleatorie e Processi Stocastici". Edizione Boringhieri, 1973.
- [12] William C.Y.Lee, "Mobile Communication Engineering". Edizione McGraw-Hill, 1982.

- [13] K.Philavan, "Trends in Local Wireless Data Network". In *proc. IEEE VTS 46<sup>th</sup> Vehicular Technology Conf.*, vol.1, pagg. 21-25, 1996.
- [14] Sanjay Lal e Elvino S. Sousa, "Distributed Resource Allocation for DS-CDMA-Based Multimedia ad hoc Wireless LAN's". In *IEEE JOURNAL ON SELECTION AREAS IN COMMUNICATIONS*, vol.17, pagg.947-967, Maggio 1999.
- [15] E.S. Sousa, "Interference Modeling in a Direct-Sequence Spread Spectrum Packet Radio Network". In *IEEE TRANS. ON COMMUNICATIONS*, vol.38, pagg.1475-1482, Settembre 1990.
- [16] J.Whitehead, "Distributed Packet Dynamic Resource Allocation (DRA) for Wireless Network". In *proc. IEEE VTS 46<sup>th</sup> Vehicular Technology Conf.*, vol.1, pagg.111-115, 1996.