

INDICE

PREFAZIONE	pag. 4
-------------------	--------

CAPITOLO 1 : L'ULTRA-WIDEBAND (UWB) NEI SISTEMI DI COMUNICAZIONE

1.1 Caratteristiche dell'UWB	pag.7
<i>1.1.1 Introduzione ai sistemi UWB</i>	pag.7
<i>1.1.2 Time hopping con impulsi radio</i>	pag.9
<i>1.1.3 Elaborazione del segnale ricevuto</i>	pag.11
<i>1.1.4 Prestazioni del sistema in caso di accesso multiplo</i>	pag.18
<i>1.1.5 Caratteristica spettrale dell'UWB</i>	pag.24
1.2 Alternative al sistema base	pag.26
<i>1.2.1 Hard Decision Detection</i>	pag.26
<i>1.2.2 Soft Decision Detection con Blanking</i>	pag.31
1.3 FULL DUPLEX realizzato attraverso la tecnologia UWB	pag.32
1.4 Strategie di riconfigurazione del rate e utilità della tecnica multicodice	pag.36

CAPITOLO 2 : PROTOCOLLI MAC CHE REALIZZANO UN CONTROLLO DI POTENZA DISTRIBUITO

2.1 Utilità del controllo di potenza	pag.40
2.2 Sustained link networks MAC	pag.41
<i>2.2.1 Controllo di potenza nel SLN MAC</i>	pag.44
2.3 Distributed resource negotiation protocol (DRNP)	pag.49
<i>2.3.1 Global versus incremental resource management</i>	pag.50
<i>2.3.2 Modello di rete</i>	pag.51
<i>2.3.3 Resource allocation list (RAL)</i>	pag.54

2.3.4	<i>Formato dei messaggi di controllo</i>	pag.54
2.3.5	<i>Possibili politiche di allocazione della risorsa</i>	pag.56
2.3.6	<i>Puntualizzazioni e prestazioni del DRNP</i>	pag.58

CAPITOLO 3 : MODELLO DI RETE E DESCRIZIONE DEL PROTOCOLLO MAC IDEATO

3.1	Elementi di rete e modello architetturale	pag.60
3.2	Ruolo del mac e concetto di QoS di livello MAC	pag.63
3.3	Classi di servizio di strato MAC	pag.64
3.4	Parametri MAC	pag.66
3.5	Allocazione distribuita della risorsa radio in un sistema di tipo UWB	pag.67
3.5.1	<i>Fasi del protocollo</i>	pag.68
3.5.2	<i>Descrizione del protocollo</i>	pag.71
	• <i>Introduzione</i>	pag.71
	• <i>Modalità full-duplex adottata</i>	pag.72
	• <i>Politica di allocazione delle risorse</i>	pag.73
	• <i>Parametri di riferimento</i>	pag.74
	• <i>Possibili strategie di riconfigurazione dell' interferenza aggiuntiva sopportabile (ASI)</i>	pag.76
	• <i>Canali di segnalazione utilizzati</i>	pag.77
	• <i>Canali dati e problema della misura del livello di interferenza</i>	pag.78
	• <i>Filosofia di gestione delle due classi di servizio</i>	pag.78
	• <i>Problema dei set-up concorrenti</i>	pag.79
	• <i>Segnali utilizzati</i>	pag.79
	• Protocollo MAC: set-up senza emergenze (caso1)	pag.83
	• Protocollo MAC: Set-up link QoS con emergenze al trasmettitore e al ricevitore (caso 2)	pag.87

- **Protocollo MAC: Set-up link BE con emergenza al trasmettitore (caso 2)**_____ pag.94
- **Protocollo MAC: Set-up link QoS con emergenze al nodo e al ricevitore (caso 3)**_____ pag.96
- **Protocollo MAC: Set-up link BE con emergenza al nodo (caso 3)**_____ pag.100
- **Protocollo MAC: Set-up link QoS (caso 4) con mancato soddisfacimento di entrambi i vincoli**_____ pag.102
- **Protocollo MAC: Set-up link BE (caso 4) con mancato soddisfacimento di entrambi i vincoli**_____ pag.107
- *Possibili situazioni di blocco dovute al problema dei set-up concorrenti*_____ pag.108

CAPITOLO 4 : SCELTE DI PROGETTO E DESCRIZIONE DEI RISULTATI DI SIMULAZIONE

4.1 Limiti sulla potenza emissibile	_____	pag.111
4.1.1 Regolamentazione del massimo livello di emissione: PARTE 15 FCC	_____	pag.112
4.2 Dimensionamento della cella UWB	_____	pag.112
4.3 Descrizione del modello di simulazione	_____	pag.117
4.4 Impatto dell' interferenza da accesso multiplo sul sistema di comunicazione UWB	_____	pag.119
4.5 Descrizione e commento dei grafici di simulazione	_____	pag.121
4.6 Conclusioni e futuri sviluppi	_____	pag.140
BIBLIOGRAFIA	_____	pag.142

PREFAZIONE

La tendenza attuale nell' ambito delle telecomunicazioni è quella di ricercare soluzioni che siano il meno possibile legate ad infrastrutture di tipo di fisso.

Nella progettazione di nuovi sistemi radiomobili le architetture di rete alle quali si sta cercando di propendere sono sempre più svincolate dagli organi centrali di controllo che costituiscono l' ossatura dei normali sistemi cellulari (e.g.: base stations, routers).

In questo ambiente di sviluppo, nel quale grande è il proliferare di nuovi gruppi di studio il cui denominatore comune è la tecnologia wireless, si inserisce il progetto **WHILESS.COM**.

L'obbiettivo del progetto è la realizzazione di una rete wireless mobile completamente distribuita, ossia autonoma e capace di autoconfigurarsi e organizzarsi senza il bisogno di alcuna infrastruttura fissa e in assenza completa di organi centrali di controllo.

Tutte le problematiche tipiche di una qualsiasi rete di telecomunicazione dal controllo di potenza alla gestione dell' acceso multiplo al canale di comunicazione, vanno gestite in maniera distribuita.

Il range di trasmissione punto-punto è piuttosto ridotto e collegamenti a distanza superiore, tipicamente il raggiungimento di un punto di accesso alla rete fissa, sono previsti tramite multi-hop. Sono previste, classi di servizio distinte, e traffico multimediale: voce dati e video. Si fa inoltre l'ipotesi che ciascun nodo abbia la possibilità di essere impegnato in più comunicazioni sia in trasmissione che in ricezione. L'applicazione ideale che si ha in mente è una rete wireless aziendale, o comunque una situazione di alta densità nella popolazione di nodi, in un area non eccessivamente estesa, poche centinaia di metri. L'alta densità di nodi, se da un lato è causa di elevata interferenza, sia verso l'ambiente esterno che verso ogni ricevitore, è d'altro canto condizione necessaria per la connettività della rete.

Ma il progetto **WHILESS.COM** è innovativo non solo dal punto di vista del modello architetturale della rete. La sua caratteristica peculiare è nella tecnica trasmissiva che si è scelta di adottare nella realizzazione della rete descritta.

La tecnologia a cui si fa riferimento è l' "Ultra-Wide Band Radio". Si tratta di una tecnica di trasmissione nota in ambiente radar da circa trenta anni come "baseband carrierless short pulse" della quale si sta valutando con estremo interesse la possibile applicazione nell' ambito delle comunicazione dati.

Le caratteristiche che meglio identificano tale tecnica trasmissiva sono le seguenti:

- Assenza di portante sinusoidale; la trasmissione è effettuata in banda base.
- Trasmissione impulsiva, treno di impulsi, in cui il duty cycle è molto basso, dell'ordine dell' 1%. Ciò produce segnali banda base la cui occupazione spettrale è "ultra wide".
- Potenza distribuita su un'ampia banda di frequenze (da pochi Hz a qualche GHz), quindi densità spettrali di potenza estremamente basse.
- Banda frazionale ($\eta = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L}$) elevata.
- Non c'è proporzionalità fra la banda occupata e il contenuto di informazione trasmesso, come nelle trasmissioni RF classiche.
- Resistenza al fading da cammini multipli.
- Capacità di penetrare i materiali.
- L'elaborazione è condotta nel dominio del tempo.

Queste caratteristiche si ritrovano in tutta la letteratura relativa all' UWB Radio, poi ogni fonte propone realizzazioni anche molto diverse. Il paragrafo 1.1.2, dove riportiamo la definizione di UWB-Radio per noi valida, è quindi il frutto di un'accurata selezione delle soluzioni da noi ritenute più indicative.

Dalla breve panoramica fornita sulla tecnica trasmissiva si evince quale sia la caratteristica che ne rende più attrattivo l'utilizzo, il fatto che è un tecnica di trasmissione *pseudonoise*. In ambito militare l'interesse è nella difficoltà di intercettazione, in campo civile l'obiettivo è riutilizzare tutte le bande di frequenze già assegnate, senza creare disturbo alle trasmissioni RF a banda stretta che condividono porzioni dello spettro del segnale UWB.

Il nostro sforzo nel lavoro di tesi eseguito è stato inizialmente comprendere in maniera approfondita quale siano i vantaggi e gli svantaggi che l' utilizzo della tecnologia UWB comporta nell' ambito del progetto WHILESS.COM soprattutto per ciò che riguarda gli aspetti legati all' accesso multiplo e all' utilizzo dei codici di Time-Hopping necessari a differenziare le trasmissioni relative a utenti diversi. A tutto ciò compreso il full-duplexing-UWB e le possibili strategie di riconfigurazione del rate di trasmissione è stato dato ampio risalto nel primo capitolo.

Il passo successivo e reale cuore del nostro lavoro è stata la progettazione e successiva simulazione a calcolatore di un protocollo per l' allocazione distribuita della risorsa radio e gestione dell' accesso nelle rete UWB whyless.com descritta.

La fase di progettazione ha richiesto la lettura ed elaborazione di numerosi articoli che trattassero il problema della gestione della risorsa in un contesto di tipo distribuito. Nel secondo capitolo viene presentata una selezione degli articoli che più di ogni altri ci hanno aiutato nella definizione del protocollo. In particolare vengono analizzati nel dettaglio il protocollo MAC utilizzato in una rete UWB di tipo militare e quello utilizzato in una rete completamente distribuita che adotta come tecnica trasmissiva di comunicazione tra i nodi la DS-CDMA.

Nel terzo capitolo viene descritto in maniera capillare il protocollo ideato. Senza addentrarci nelle problematiche che hanno condotto alla sua definizione, facciamo semplicemente notare come in un contesto distribuito la gestione della risorsa sia necessariamente legata al controllo di potenza e alla stima dell' interferenza che il rilascio di detta risorsa produce nei nodi circostanti.

Nell' ultimo capitolo infine vengono discusse le scelte di progetto che hanno condotto alla determinazione dei valori numerici utilizzati nella simulazione. Viene in particolare descritto il limite sulla potenza emissibile al quale ci siamo riferiti per le trasmissioni UWB (PART 15 FCC) e il dimensionamento della cella UWB che ne deriva. Abbiamo inoltre motivato la scelta dell' impulso di Sholtz-Win come impulso da utilizzarsi in trasmissione e presentato il valore dei parametri legati alla sua scelta (m_p , σ_a^2 , E_w). Nello stesso capitolo oltre ad una breve descrizione del modello utilizzato per la simulazione, sono presentati e commentati i risultati della stessa. Da tali risultati è stato possibile desumere il guadagno a cui ha condotto l' utilizzazione del protocollo e definire spunti per un ulteriore futuro sviluppo del lavoro.

CAPITOLO 1

L' ULTRA-WIDEBAND (UWB) NEI SISTEMI DI COMUNICAZIONE

1.1 CARATTERISTICHE DELL'UWB

1.1.1 Introduzione ai sistemi UWB

Il termine wideband nel campo dei sistemi di comunicazione può assumere significati diversi anche se in genere con esso si intende l'impiego di una larga banda di modulazione tale da permettere un alto bit rate di trasmissione.

L' ultra-wide-band è un sistema *spread-spectrum* (*SS*) che ha la caratteristica di occupare una banda estremamente larga anche in assenza di modulazione dati. Su una così larga banda la potenza si distribuisce con il risultato d'avere densità spettrali di potenza molto ridotte.

Questa tecnica di trasmissione permette di avere un segnale molto poco rilevabile o intercettabile, caratteristiche che ne hanno reso attrattivo lo studio anche in ambito militare.

La principale peculiarità 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 utilizzare per la trasmissione *un segnale in banda base composto da impulsi (monocicli) di durata inferiore al nanosecondo*. È proprio l' utilizzo di tali impulsi di durata brevissima a produrre un'occupazione spettrale del segnale che va da pochi Hz a qualche gigahertz.

Gli impulsi trasmessi non sono equispaziati, ma modulati in posizione in modo da trasmettere informazione (segnale PPM) e ulteriormente shiftati di una quantità

dipendente dal codice di time-hopping che ciascun utente utilizza in modo da differenziare la propria trasmissione.

La mancata periodicità con la quale la sequenza di impulsi che compone il segnale UWB viene trasmessa produce un ulteriore appiattimento dello spettro del segnale trasmesso che può dirsi a ragione, pseudonoise.

Altra caratteristica importante è che gli impulsi radio, operando alle più basse frequenze possibili, hanno la possibilità di penetrare materiali che risulterebbero opachi alle alte frequenze.

L'estrema esiguità, in termini di durata temporale, degli impulsi trasmessi permette di avere enormi vantaggi anche nel computo del fading da cammini multipli; l'effetto d'attenuazione dovuto a tali cammini è infatti notevolmente ridotto rispetto al caso delle trasmissioni ad onda continua essendo molto meno probabile rispetto al caso continuo che un treno di impulsi collida in ricezione con lo stesso treno di impulsi riflesso. Tali considerazioni rimangono valide anche in ambiente indoor e questa caratteristica, insieme alla capacità di penetrazione degli impulsi radio, fa intravedere la possibilità di realizzare dei sistemi radiomobili indoor ad alta qualità completamente distribuiti.

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. Tutto ciò si traduce nella possibilità di utilizzare valori di potenza più bassi, riducendo 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 più determinante per lo sviluppo dei sistemi UWB e cioè la *coesistenza* con altri sistemi.

La chiave fondamentale dell'utilizzo della tecnica TH-SS impulse 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 nostro caso ci occuperemo di un formato di modulazione che può essere utilizzato con le attuali tecnologie sviluppando lo studio nel caso di canale d'accesso multiplo ideale.

1.1.2 Time hopping con impulsi radio

Un tipico formato di TH con impulsi radio è rappresentato dal seguente segnale

$s_{tr}^{(k)}(t^{(k)})$ emesso dal trasmettitore k-esimo :

$$s_{tr}^{(k)}(t^{(k)}) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr} \left(t^{(k)} - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta d^{(k)} \left[\frac{j}{N_s} \right] \right) \quad (1)$$

dove $t^{(k)}$ è l'istante di tempo di clock del trasmettitore, $w_{tr}(t)$ rappresenta la forma d'onda trasmessa (monociclo), che nominalmente inizia all'istante zero del clock del trasmettitore. Come si vede da (1), il segnale emesso dal trasmettitore k-esimo consiste in un gran numero di monocicli traslati ogni volta di quantità differenti, in modo che il j-esimo impulso inizi all'istante $jT_f + c_j^{(k)}T_c + d_j^{(k)}$.

Le componenti di traslazione hanno il seguente significato:

1. *treno di impulsi uniformemente spaziatati* : un treno di impulsi di forma

$$\sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr} (t^{(k)} - jT_f) \quad \text{consiste in una serie di monocicli spaziatati in tempo di } T_f. \text{ Il}$$

tempo di frame o di ripetizione dell'impulso (T_f), può essere dalle cento alle mille volte superiore alla larghezza del monociclo, dando origine a un segnale con un duty cycle molto basso. Nel caso di accesso multiplo, i segnali composti da impulsi uniformemente spaziatati, 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 $\{c_j^{(k)}\}$ chiamato *sequenza o codice di TH*.

Questa sequenza di codice è pseudorandom con periodo N_p , e.g:

$c_{j+N_p}^{(k)} = c_j^{(k)}$ per ogni intero j e k. Ogni elemento della sequenza è un valore intero nel range $0 \leq c_j^{(k)} \leq N_h$. Per cui la sequenza di TH fornisce un'ulteriore

termine di traslazione ad ogni impulso; l' impulso j-esimo sarà traslato di $c_j^{(k)}T_c$ secondi, ossia di un valore discreto compreso fra 0 e $N_h T_c$ secondi. Poiché la sequenza pseudorandom ha periodo N_p , la forma d'onda

$$\sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr} \left(t^{(k)} - jT_f - c_j^{(k)} T_c \right)$$

ha un periodo $T_p = N_p T_f$ ed una densità spettrale con

linee spaziate di una quantità corrispondente non più ad $1/T_f$ ma ad $1/T_p$. Onde evitare che un impulso possa collidere col successivo si assume $N_h T_c / T_f < 1$. In base alla scelta del rapporto $N_h T_c / T_f$, che indica la frazione del tempo di frame nella quale è possibile operare il time-hopping, 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 $\left\{ d_j^{(k)} \right\} = \delta d^{(k)} \left[\frac{j}{N_s} \right]$ del trasmettitore k, è un flusso di simboli binari (0 o 1) che in qualche modo porta informazione. Il parametro δ è dell'ordine di T_m (durata del monociclo).

In particolare questo è un sistema di modulazione che utilizza N_s monocicli per simbolo, per cui il simbolo modulante cambia solo ogni N_s impulsi. Con la notazione sopra riportata si è voluto indicare come l'indice del simbolo binario che modula il j-esimo impulso, sia proprio in ragione di quanto specificato, la parte intera della quantità j/N_s .

In questo metodo di modulazione, assumendo che il simbolo da trasmettere sia il singolo bit, se il suo valore è 0, nessuna traslazione temporale è aggiunta sui monocicli modulati, mentre se il bit è 1, allora si aggiunge ad ognuno una traslazione pari a δ . Per cui in questo formato di modulazione un singolo bit ha durata $T_b = N_s \cdot T_f$. Per un fissato valore di T_f allora il bit rate della trasmissione R_b determina il numero N_s di monocicli che sono modulati dal singolo bit:

$$R_s = R_b = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{N_s T_f} \quad \frac{\text{bit}}{\text{sec}}$$

La possibile relazione esistente tra pacchetti, bits, e monocicli e graficata nella seguente fig 1.1 :

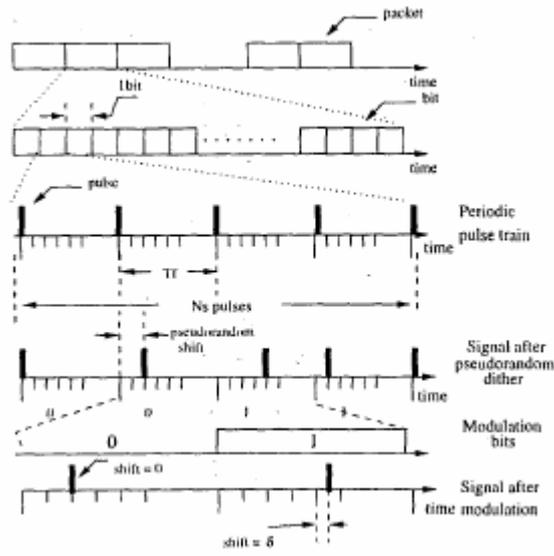


Fig 1.1 Diagramma che mostra la relazione tra pacchetti ,bits e impulsi in un sistema di modulazione TH-CDMA

1.1.3 Elaborazione del segnale ricevuto

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

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

nel quale A_k rappresenta l'attenuazione dovuta alla propagazione, del segnale ricevuto dal k-esimo trasmettitore , τ_k rappresenta l'asincronismo fra il tempo di clock del

ricevitore e quello del trasmettitore k -esimo e $n(t)$ rappresenta interferenza non monociclica presente all'ingresso del correlatore (per esempio il rumore termico del ricevitore).

Il segnale $s_{rec}^{(k)}(t^{(k)})$ è assunto essere del tutto simile al segnale rappresentato in (1) ; per quanto riguarda la forma del monociclo ricevuto $w_{rec}(t^{(k)})$ assumeremo valida quella presente in [1] che di sotto riportiamo assieme al suo grafico e a quello relativo al suo spettro (fig. 1.2a) e 1.2b):

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

Pur se noi consideremo valido l' impulso sopra riportato è bene comunque sottolineare come in letteratura [7],[12] ne venga considerato anche uno alternativo del quale di seguito riportiamo l' espressione:

$$w_{rec}(t) = 6 \sqrt{\frac{e\pi}{3}} \frac{t}{\tau_m} e^{-6\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2}$$

Nel dominio della frequenza lo spettro del monociclo ha la seguente espressione:

$$w_{rec}(f) = -j \frac{2f\tau_m^2}{3} \sqrt{\frac{e\pi}{2}} e^{\frac{\pi}{6} f^2 \tau_m^2} \quad \text{con} \quad \tau_m = 0,5 ns$$

Analizzeremo quali siano gli effetti della scelta di ciascuno dei due impulsi presentati sul dimensionamento della cella UWB nel capitolo 4.

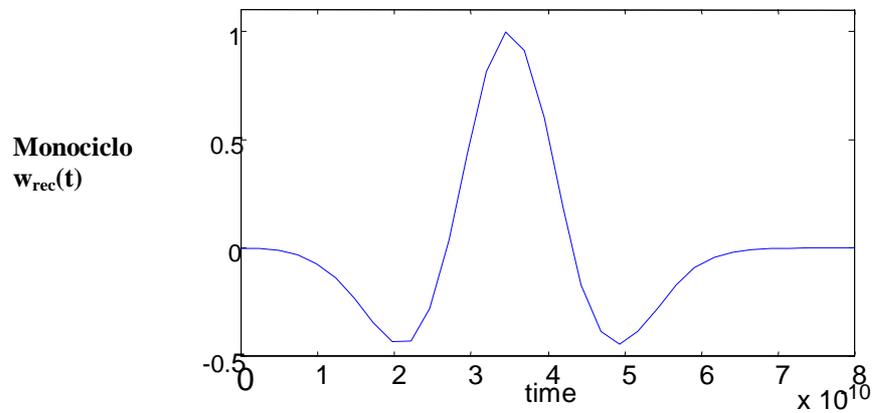


Fig 1.2a) monociclo

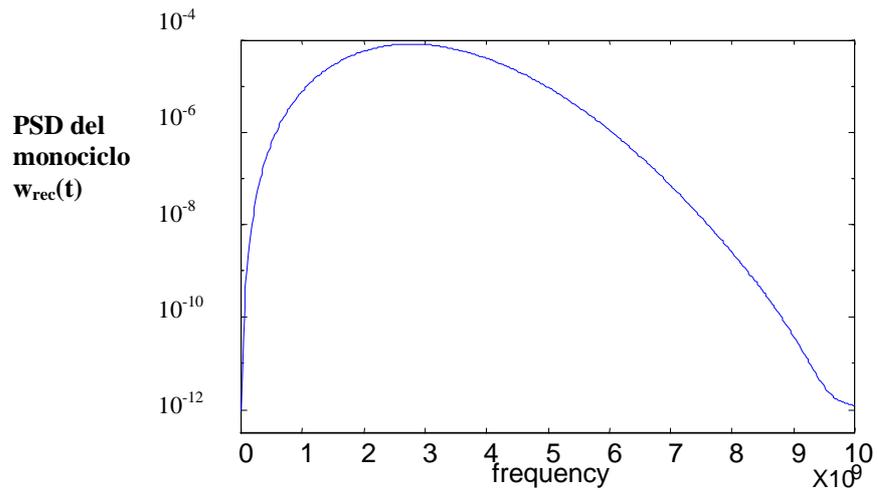


Fig 1.2b) PSD del monociclo

Si assumo che il ricevitore sia interessato a determinare le informazioni inviate dal trasmettitore 1.

Quando il ricevitore ha ottenuto la perfetta sincronizzazione con il segnale trasmesso da 1 (con l'acquisizione del valore τ_1 o per la periodicit  del codice di time-hopping del

valore ($\tau_1 \bmod T_f$) allora può determinare gli intervalli di tempo $\tau_i = \{iN_s, [(i+1)N_s]-1\}$ contenenti per ciascun valore di i la forma d'onda corrispondente al bit i -esimo della sequenza informativa. In particolare considerando il bit di indice 0 il ricevitore ottimo effettua una correlazione, nell'intervallo di tempo $T_s = N_s \cdot T_f$, del segnale ricevuto $r(t)$ con un segnale standard $v(t)$ che sagoma il segnale ricevuto essendo perfettamente sincronizzato con esso e avendo conoscenza del suo codice di time-hopping. In base al risultato ottenuto sceglie se il bit ricevuto è 0 oppure 1. Questo corrisponde a decidere fra 2 ipotesi H_0 ed H_1 , dove:

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

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

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

Per cui la correlazione operata in ricezione si può ridurre alla seguente regola di decisione:

$$\text{decide per } 0 \Leftrightarrow \sum_{j=0}^{N_s-1} \underbrace{\int_{\tau_1+jTf}^{\tau_1+(j+1)Tf} r(t) \cdot v(t - \tau_1 - jTf - c_j^{(1)}Tc) \cdot dt}_{\text{uscita del correlatore corrispondente al singolo monociclo}} > 0$$

valore su cui decide il ricevitore

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

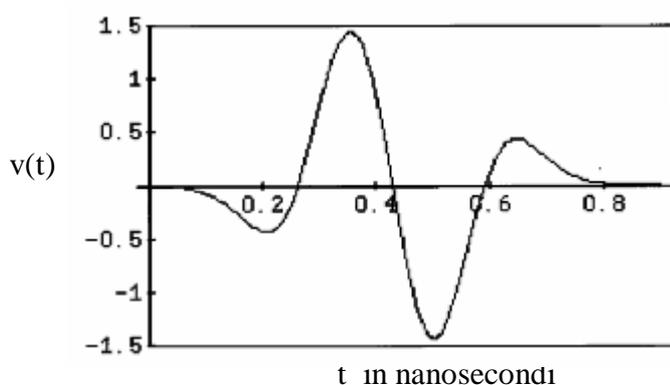


Fig.1.3. Segnale standard di confronto $v(t)$ per il segnale di fig.1. Dove il parametro δ è scelto essere pari a 0.156 ns. Poiché $v(t)$ è la differenza di due monocicli traslati di δ il segnale standard si estende approssimativamente di δ in più della larghezza del monociclo (circa 0.86 ns)

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

$$\mathbf{r(t)} \longrightarrow \boxed{\int_{T_b} v(t) dt} \longrightarrow \int_{T_b} v(t) \cdot \mathbf{r(t)} dt = \begin{cases} > 0 \text{ se } b_i = 0 \\ < 0 \text{ se } b_i = 1 \end{cases} \quad (2)$$

Fig.1.4. Segnale ricevuto che viene moltiplicato con il segnale standard di confronto $v(t)$ e poi integrato sul periodo di bit (pulse train integrator)

Questo decisore risulta essere ottimo quando il rumore da accesso multiplo è gaussiano, condizione che può considerarsi ragionevole 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 1.5 desunta da [1]:

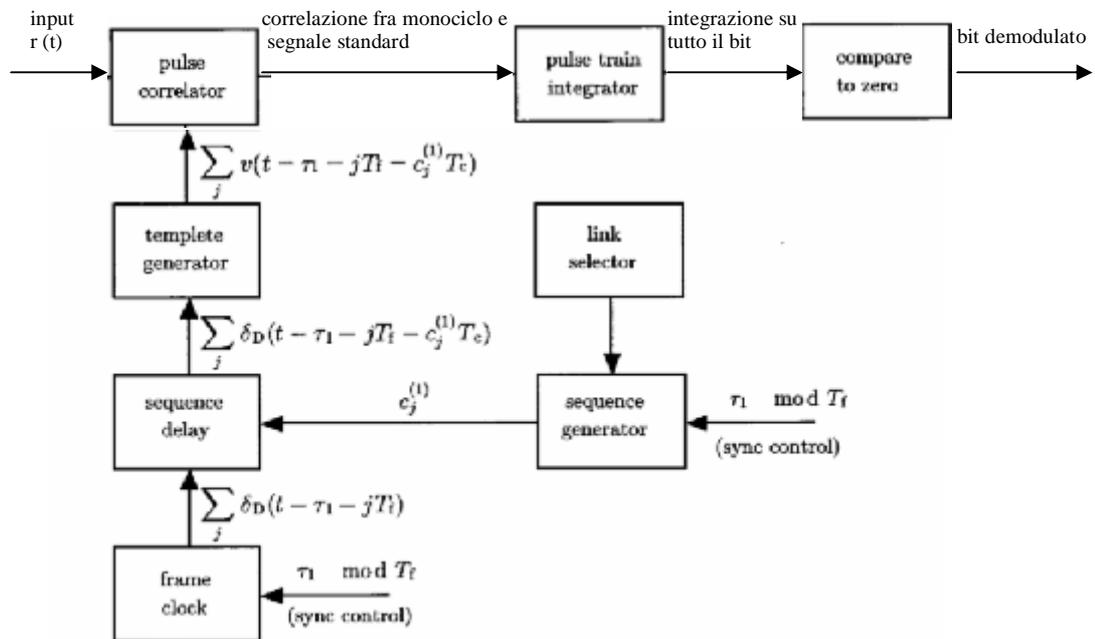


Fig.1.5. Diagramma a blocchi del ricevitore del segnale dell'utente 1. Gli impulsi di clock sono indicati dalla funzione di Dirac $\delta_D(\cdot)$.

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:

$$T_m = \delta = \frac{T_c}{2}$$

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

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

Ipotizzando inoltre segnali sincroni e controllo di potenza perfetto

Nella situazione descritta, 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. Nel caso di fig.1.6a) 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 ($b_1=0, b_2=0$); la collisione è costruttiva, poiché questa “aiuta” il decisore, infatti alla somma dei contributi relativi al segnale utile si aggiunge un quarto contributo anch’esso positivo dovuto al segnale interferente che avvalorata la scelta del bit 0 da parte del ricevitore; mentre nel caso di fig.1.6b) ,in cui il bit trasmesso è opposto ($b_1=0, b_2=1$), la collisione è distruttiva infatti si ottiene un valore inferiore a quello che si sarebbe ottenuto senza l’interferente, poichè quest’ultimo fornisce un contributo che si va sottrarre nell’integrazione. Comunque in entrambi i casi la collisione non fa perdere l’informazione del bit ($b_1=0$), poichè anche nel caso di collisione distruttiva si ha sempre un valore più grande della soglia di decisione($=0$).

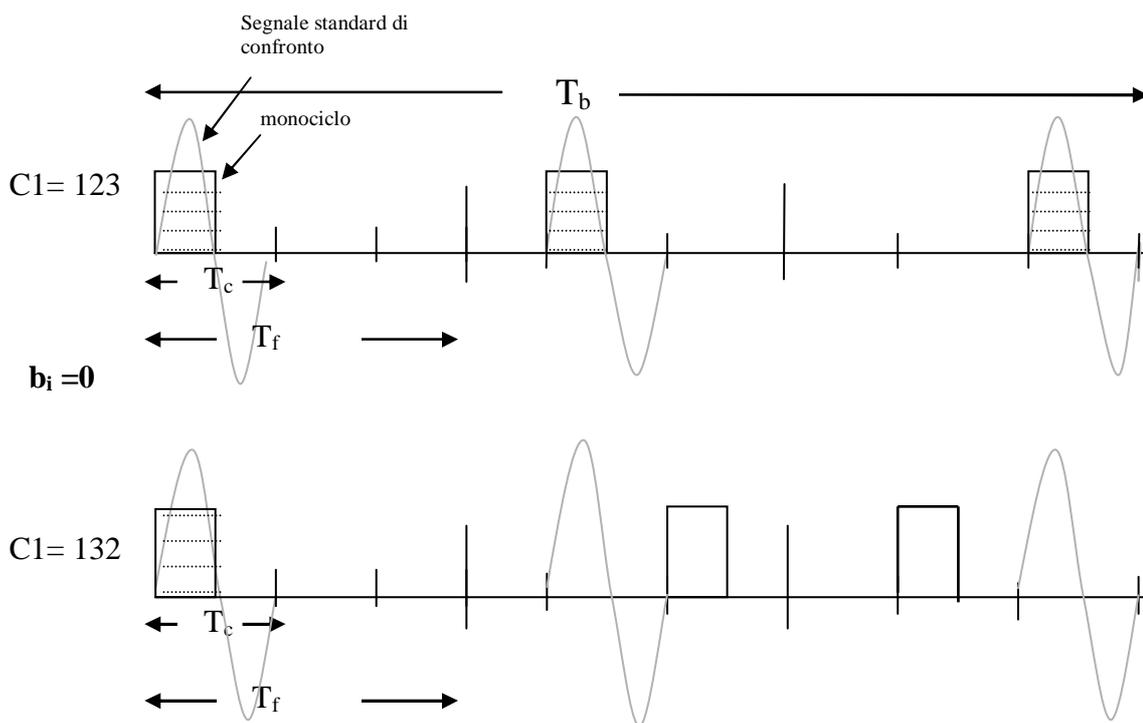


Fig.1.6(a). Collisione costruttiva di un monociclo

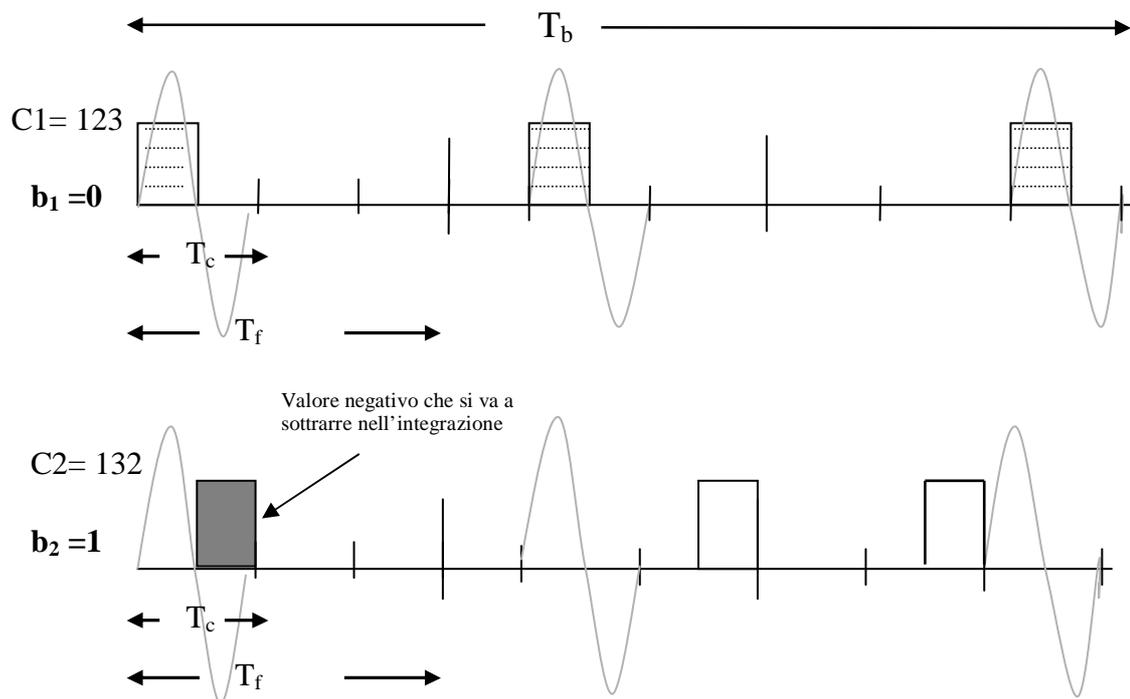


Fig.1.6(b). Collisione distruttiva di un monociclo

1.1.4 Prestazioni del sistema in caso di accesso multiplo

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 dimostra essere [1] una variabile aleatoria a valor medio nullo e rappresenta il rumore da accesso multiplo causato dal k-esimo trasmettitore;
 n_{rec} rappresenta il rumore del ricevitore e quello dovuto ad altre sorgenti interferenti diverse da trasmettitori UWB e anch'essa risulta essere un variabile aleatoria a valor medio nullo.

Ancora in [1] si dimostra che:

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

dove:

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

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

$$SNR_{out}(1) = \frac{(Ns \cdot A_1 \cdot mp)^2}{\sigma_{rec}^2} \quad (3)$$

dove: σ_{rec}^2 è la varianza del rumore del ricevitore all'uscita dell'integratore del treno di impulsi di fig.1.5;

Per completare il calcolo di $SNR_{out}(Nu)$ si fanno le seguenti assunzioni utili al calcolo della componente dovuta all'accesso multiplo della varianza $E\{n_d(u)^2\}$:

- a) Gli elementi del codice di time-hopping, $c_j^{(k)}$ con $j = 1, \dots, Np$ e $k = 2, \dots, Nu$, sono variabili aleatorie indipendenti e uniformemente distribuite nell'intervallo $[0, Nh)$.
- b) L'asincronismo tra le trasmissioni determina che le differenze fra due tempi di trasmissione $\tau_k - \tau_1$, con $K = 2, \dots, Nu$, sono variabili aleatorie indipendenti, con $(\tau_k - \tau_1) \bmod T_f$ uniformemente distribuito nell'intervallo $[0, T_f)$.
- 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:

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

Nelle ipotesi elencate si ottiene [2] che :

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

dove: σ_{rec}^2 è come già specificato la varianza del rumore del ricevitore all'uscita dell'integratore del treno di impulsi di fig.1.5;

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

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

Possiamo a questo punto esplicitare l'espressione relativa al rapporto segnale-rumore nel caso in cui Nu utenti siano contemporaneamente attivi:

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

Dall'espressione sopra riportata è possibile desumere alcune considerazioni utili alla scelta del parametro di modulazione δ . Esso influenza non solo la forma del segnale standard di confronto $v(t)$ ma anche le prestazioni del sistema attraverso i due parametri m_p e σ_a^2 . La scelta del parametro δ può dunque essere eseguita in modo da massimizzare l' $SNR_{out}(Nu)$. In particolare quando il rumore del ricevitore domina quello prodotto dall'accesso multiplo, e.g., quando c'è un solo utente o quando è presente una forte interferenza esterna allora la scelta ottima è quella che massimizza $|m_p|$. Al contrario quando il rumore al ricevitore è trascurabile e $SNR_{out}(1)$ tende all'

infinito allora la scelta ottima è quella che massimizza $|m_p|/\sigma_a$. È bene sottolineare comunque come i due criteri di ottimizzazione conducano a valori di δ fra loro molto vicini e che di riflesso anche lo scarto a livello prestazionale sia esiguo.

Utilizzando la (3) è possibile esprimere l' $SNR_{out}(Nu)$ come:

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

Per quanto ci riguarda nello studio del protocollo MAC che verrà presentato nei capitoli a venire faremo riferimento alla seguente espressione del rapporto segnale –rumore:

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

nella quale in luogo delle ampiezze di segnale ricevute sono utilizzate le ampiezze di segnale trasmesse e le attenuazioni di canale.

All' espressione sopra riportata si giunge semplicemente ricordando che :

$$R_s = 1/(N_s T_f)$$

e che la varianza del rumore del ricevitore all'uscita dell' integratore, σ_{rec}^2 , è esprimibile [3] come:

$$\sigma_{rec}^2 = \frac{N_o}{2} \sum_{n=0}^{N_s-1} \int_{-\infty}^{\infty} v(t - nT_f) v(t - nT_f) dt = N_o m_p N_s$$

dove N_o è la densità spettrale di potenza del rumore considerato un processo gaussiano bianco a valore atteso nullo.

È opportuno notare che l'espressione del rapporto SNR sopra riportata è forse più leggibile e di più facile interpretazione se espressa:

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

dove si considerano le potenze medie di segnale in luogo delle ampiezze di picco del segnale trasmesso.

La relazione che lega la potenza media di segnale all'ampiezza di picco è la seguente:

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

dove E_w è l'energia associata al singolo impulso che è facilmente calcolabile e risulta essere:

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

Dalla conoscenza del rapporto segnale-rumore è possibile determinare la probabilità di errore sul singolo bit; la regola di decisione (2), conduce alla determinazione di una P_{error} assimilabile alla probabilità di errore di un sistema *B-PSK* come peraltro ampiamente dimostrato in [4] ; di seguito ne riportiamo l'espressione:

$$P_{error}(Nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{SNR_{out}(Nu)}}^{\infty} \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) dx = \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{SNR_{out}(Nu)}{2}}$$

A margine del paragrafo presentiamo alcuni risultati interessanti presenti in letteratura. Facciamo notare come per essi si faccia riferimento alla prima espressione del rapporto segnale-rumore presentata in questo paragrafo; ciò dovrebbe garantire una loro più facile comprensione.

In base alle scelte dei parametri fatte in [2] :

- rapporto segnale-rumore relativo al singolo utente fissato in modo tale che $P_{err}(1) = 10^{-3}$

- controllo di potenza perfetto al ricevitore ($A_k = A_1$, per tutti gli A_k)

si ottengono le seguenti prestazioni:

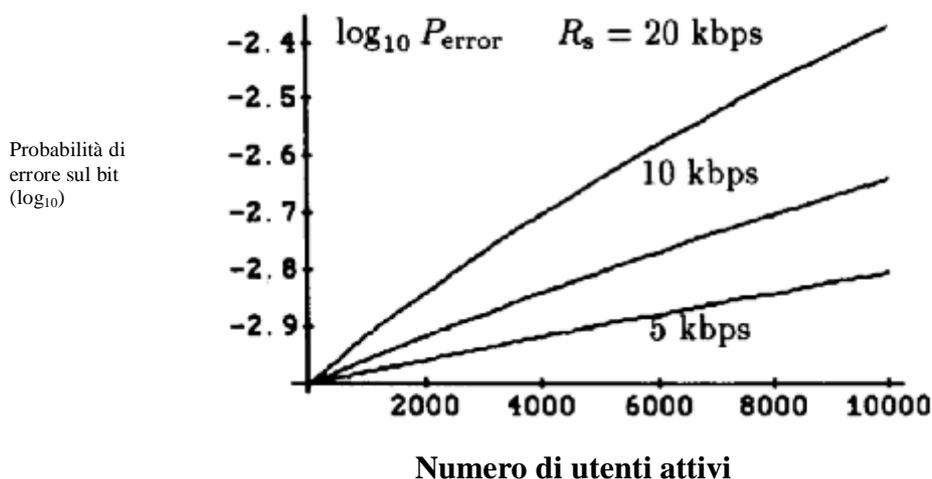


Fig.1.7. Probabilità di errore sul bit (\log_{10}) come funzione del numero contemporaneo di utenti attivi (N_u) sotto condizioni di perfetto controllo di potenza. Il rapporto segnale-rumore relativo al singolo utente è fissato a $S_{\text{out}}(1)=9.55=9.8$ dB, corrispondente ad una $P_{\text{error}}=10^{-3}$. Le curve sono parametrizzate rispetto al bit rate delle trasmissioni (R_s), assumendo un tempo di frame (T_f) di 100 ns.

Di particolare interesse è anche il grafico presente in [1] che sempre in ipotesi di perfetto controllo di potenza, descrive l'andamento del numero totale di utenti gestibili in funzione del rapporto segnale-rumore addizionale necessario per supportare l'interferenza d'accesso multiplo. Tale grandezza indicata con Δp rappresenta lo scarto rispetto all' $SNR(1)$ richiesto per supportare l'accesso multiplo ed è definita analiticamente come:

$$\Delta p = 10 \log_{10} \left\{ \frac{SNR_{\text{out}}(1)}{SNR_{\text{out}}(N_u)} \right\}$$

le curve sono parametrizzate in funzione della probabilità d'errore. Di seguito ne riportiamo il grafico:

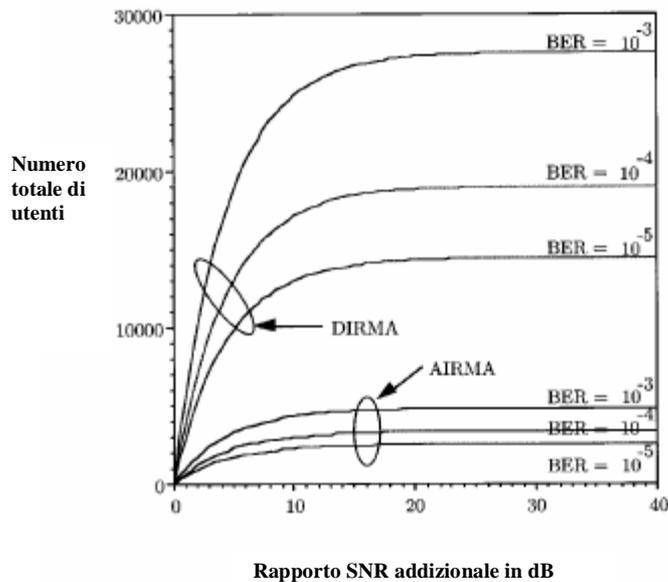


Fig 1.8. Numero totale di utenti in funzione del SNR addizionale espresso in dB. La figura è parametrizzata al variare della P_{error} . Si assume un data rate di comunicazione pari a 19.2 Kb/s

1.1.5 Caratteristica spettrale dell'UWB

Come già precedentemente accennato, la caratteristica che più di ogni altra rende attrattivo lo studio della tecnologia UWB è la coesistenza con altri sistemi radio. Data la vastissima occupazione spettrale che caratterizza l'UWB è infatti prevedibile che tale sistema si trovi a condividere banda di frequenza con un gran numero di altri sistemi a banda stretta.

La capacità del ricevitore UWB di essere resistente all'interferenza proveniente da sistemi a banda stretta e l'abilità del trasmettitore UWB di non produrre interferenza apprezzabile verso questi stessi sistemi, è dovuta alla densità spettrale di potenza del treno di impulsi trasmesso.

Per una data sequenza di codice di TH pseudorandom e periodico $\{c_j^{(k)}\}$, la densità spettrale di potenza $S_{tr}(f)$ del segnale :

$$S_{tr}^{(k)}(f) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} w_{tr} \left(f - jT_f - c_j^{(k)}T_c \right)$$

in assenza di modulazione dati può essere espressa [5] come:

$$S_{tr}(f) = \frac{|W(f)|^2}{T_p^2} \underbrace{\left| \sum_{n=0}^{N_p-1} \exp\{-j2\pi f(nT_f + c_n T_c)\} \right|^2}_{=C(f)} \sum_{K=-\infty}^{+\infty} \delta_d(f - k/T_p)$$

È interessante notare che le funzioni delta delle quali si compone lo spettro sono fra loro spaziate di una quantità pari ad $(1/T_p)$ ossia pari all'inverso del periodo del codice di time hopping.

Aumentare il periodo di codice significa rendere più fitte tali righe producendo al contempo un abbassamento della potenza associata ad ogni linea. In pratica ciò che così si realizza è una distribuzione della potenza più uniforme sulla banda del segnale e uno spettro più piatto.

Aggiungere la modulazione dati non fa altro che migliorare ulteriormente la situazione ottenendo uno spettro se possibile ancora più piatto.

Di seguito riportiamo due grafici relativi allo spettro del segnale UWB che confermano le considerazioni sopra riportate:

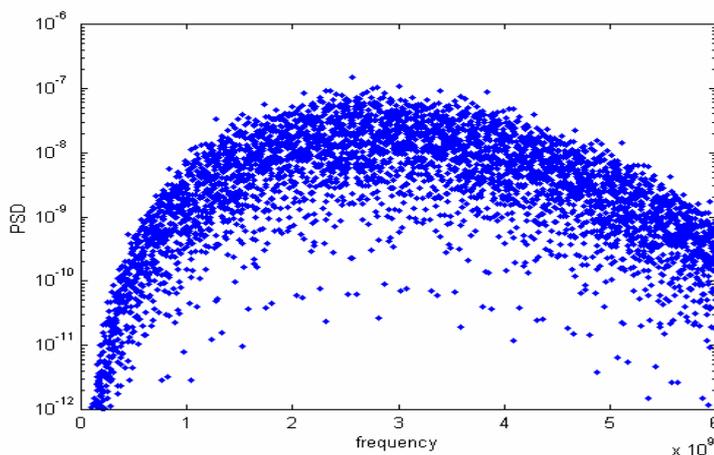


Fig 1.9. PSD di un segnale UWB ; parametri caratteristici del codice pseudorandom sono $N_p=7$ e $N_h=100$;

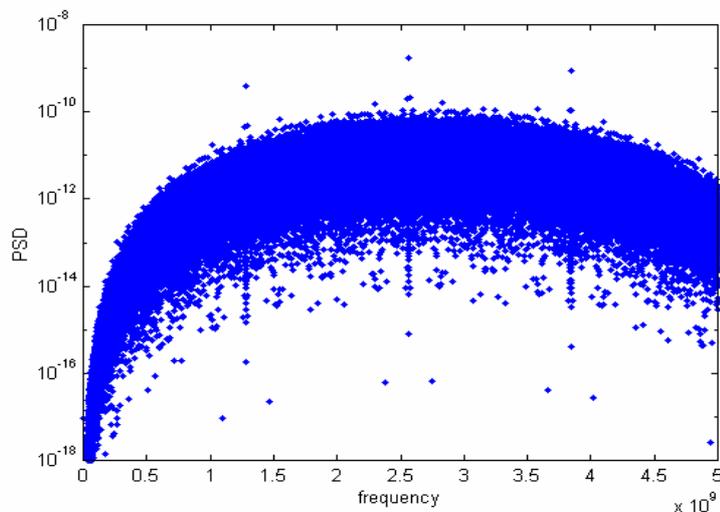


Fig 1.10. PSD di un segnale UWB; parametri caratteristici del codice pseudorandom sono $N_p=128$ e $N_h=100$;

1.2 ALTERNATIVE AL SISTEMA BASE

1.2.1 Hard Decision Detection

Il ricevitore presentato nel paragrafo 1.1.3, come si è visto, opera sostanzialmente una somma delle N_s correlazioni, ciascuna eseguita su uno degli N_s impulsi dei quali un bit si compone, e in base al suo risultato decide se il bit trasmesso sia 0 oppure 1.

Denomineremo tale tipo di ricezione come *soft decision detection* proprio per porla in contrapposizione al tipo di detection che presentiamo in questo paragrafo.

Uno dei problemi principali della soft decision detection è rappresentato dalla possibilità che un impulso interferente di ampiezza molto superiore a quella dell'impulso utile possa collidere con detto impulso in ricezione provocando un errore sull'intera somma. Si tratta di un problema molto simile al problema del near-far caratteristico dei sistemi DS-CDMA. Tale situazione peraltro prevedibile in un ambiente multiaccesso va in qualche modo scongiurata. Si può prevedere un controllo di potenza che mantenga la probabilità d'errore su valori accettabili regolando la

trasmissione di ogni nuovo utente in modo da non interferire con quelli già presenti in rete (Soluzione che abbiamo cercato di raggiungere attraverso la realizzazione del protocollo che verrà presentato nei capitoli a venire) oppure pensare ad una nuova forma di detection.

Per chiarezza esplicitativa grafichiamo la situazione di collisione descritta che conduce ad una decisione errata sul bit trasmesso; si è assunta una situazione di perfetto sincronismo sia a livello di chip che a livello di parola di codice tra le due trasmissioni utile e interferente:

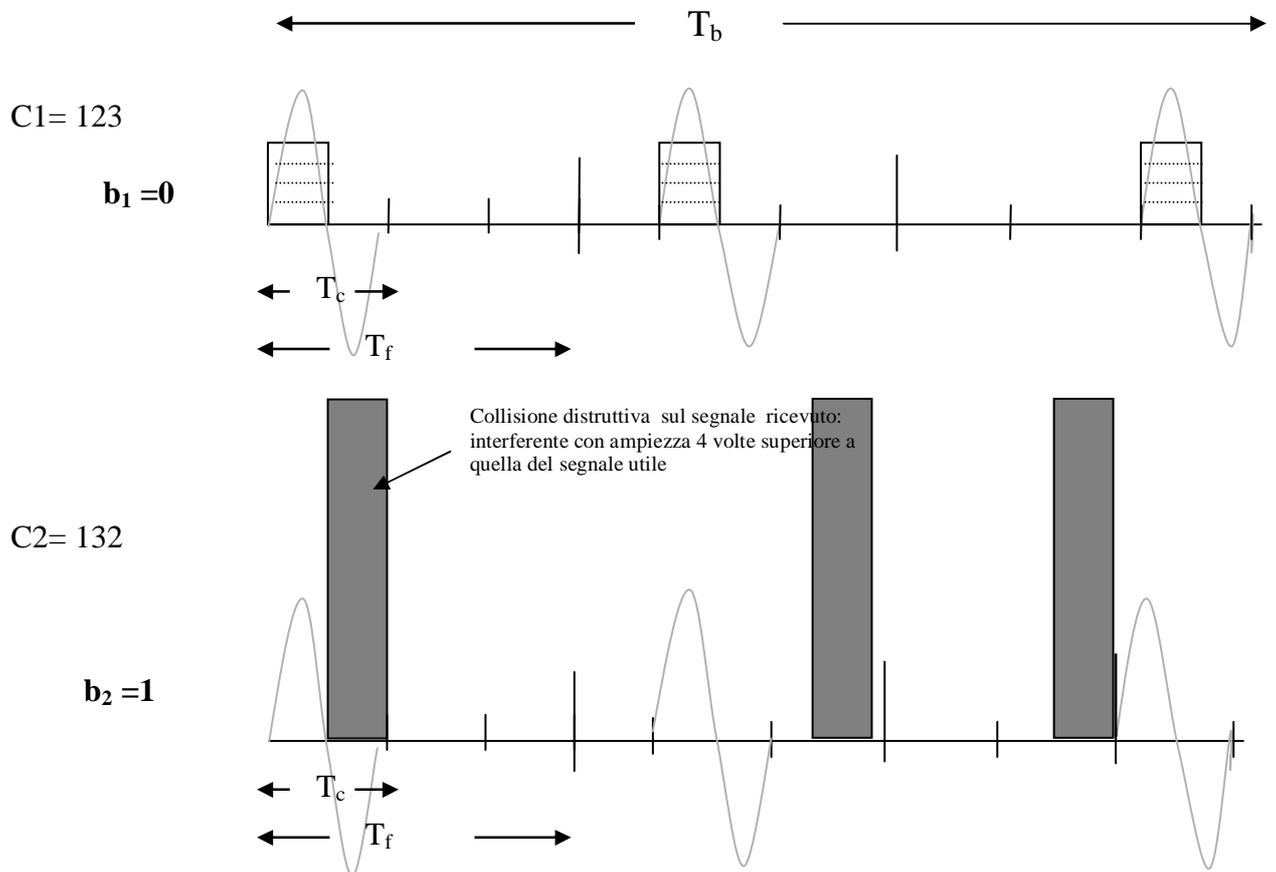


Fig 1.11 Collisione distruttiva prodotta da un interferente di ampiezza superiore a quella del segnale utile

Nell' hard decision detection ciascun impulso è correlato con il segnale sagoma $v(t)$ in maniera indipendente dagli altri ; una decisione circa il bit modulante ciascun impulso è

presa frame per frame. La decisione finale circa il bit trasmesso (quello che modula N_s impulsi consecutivi) è presa sulla base del numero maggiore di decisioni (0,1) prese impulso per impulso.

Come mostrato in [6] , nel calcolo della probabilità d'errore sul bit possiamo distinguere due tipologie di interferenti. Quelli che presentano al ricevitore utile una potenza confrontabile con quella utile ricevuta che chiameremo *utenti distanti*, e quelli che possono dare origine a collisioni del tipo precedentemente graficato, che chiameremo *utenti locali*.

Limitando l'analisi al singolo frame possono ricavarsi [6] le seguenti espressioni:

$$SNR_{hard}(1) = \frac{(A_1 m_p)^2}{N_o m_p} < SNR_{soft}(1) = \frac{(A_1 m_p N_s)^2}{N_o m_p N_s}$$

si tratta dell' SNR riferito al singolo utente che come abbiamo fatto notare risulta essere più basso rispetto all' analogo rapporto calcolato nel caso di soft decision detection.

Nell' ipotesi di controllo di potenza perfetto la probabilità di errore sul singolo impulso è invece:

$$P_{hard} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A_1 m_p}{\sqrt{2} \sigma_{frame}}\right)$$

dove :

$$\sigma_{frame}^2 = N_o m_p + \sum_{K=0}^{N_u} A_k^2 \sigma_a^2 \quad (\text{ approssimazione gaussiana per l'interferenza$$

complessivamente prodotta dal rumore termico e dagli utenti interferenti, che, essendo il controllo di potenza perfetto sono tutti considerabili utenti distanti)

Il calcolo della probabilità di errore sul bit richiede al contrario come detto la distinzione tra utenti locali e utenti distanti e ciò rende l'ipotesi gaussiana non più valida; il calcolo è eseguito in maniera semi-analitica. Innanzitutto si considera

l'intervallo di frame T_f diviso in M_s time slots di T_s secondi, il periodo nel quale il monociclo interferente collide con quello utile risulta diviso in J time slots. Indichiamo

con σ_{tot}^2 la potenza di rumore riferita al rumore termico e all'interferenza UWB distante:

$$\sigma_{tot}^2 = N_o m_p + (N_D - 1) A_1 \sigma_a^2 \quad \text{con} \quad N_D = \text{numero di utenti distanti}$$

Esprimiamo la probabilità di errore P_{ei} sul frame relativa ad ognuna delle M_s posizioni dell'impulso interferente e ne facciamo la media P_{fe} . Distinguiamo i J intervalli in cui c'è collisione dai $M_s - J$ in cui non c'è.

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

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

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

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

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

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

e la prop. di errore sul bit è :

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

Nei grafici a seguire vengono confrontate le probabilità d'errore relative ai due tipi di detection.

Il confronto è operato in due situazioni di lavoro distinte. Nella fig.1.12a) si considera un controllo di potenza perfetto dunque l'interferenza da accesso multiplo è considerabile generata da tutti utenti distanti.

Nella fig 1.12b) si considera al contrario la presenza di alcuni utenti locali al ricevitore utile.

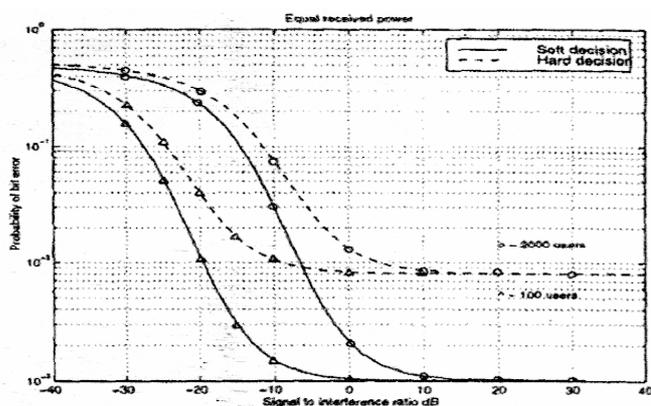


Fig 1.12 a) Probabilità d'errore in condizioni di perfetto controllo di potenza

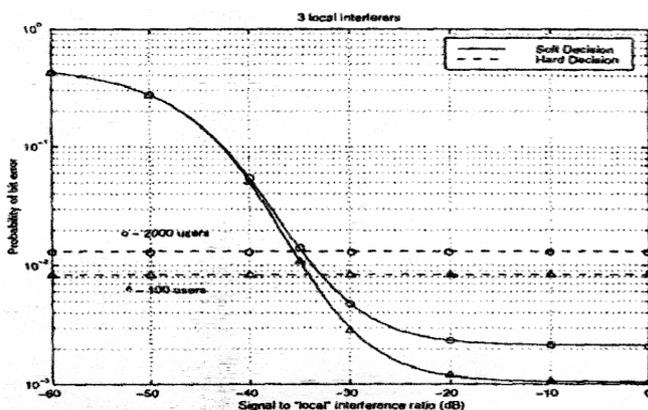


Fig 1.12b) Probabilità d'errore in presenza di tre utenti locali

Nel caso di controllo di potenza perfetto fig 1.12a) si può notare come la soft decision detection conduca a prestazioni migliori ossia a probabilità d'errore più basse. Ciò è logico e giustificabile con il fatto che gli errori prodotti da rumore termico e interferenza UWB distante sono mediati sull'intero tempo di bit con il risultato d'una minore probabilità d'errore.

È interessante notare come entrambe le curve tendano all' $SNR_{out}(1)$ che nel caso dell'hard detection abbiamo mostrato essere più basso.

Nel caso in cui siano presenti utenti locali fig 1.12b) si può invece notare come l'hard detection fornisca prestazioni migliori e in generale tanto più buone rispetto alla soft detection quanto maggiore è la potenza trasmessa dagli utenti locali.

È interessante notare come le prestazioni relative all'hard detection siano costanti al variare della potenza interferente. Ciò è giustificabile col fatto che la decisione finale sul bit trasmesso dipende dal numero di errori commessi nelle scelte operate frame by

frame e dunque c'è una minore dipendenza rispetto al caso soft dalla potenza trasmessa dagli interferenti.

1.2.2 Soft Decision Detection con Blanking

Una altra alternativa al sistema base è rappresentata dalla possibilità di operare il “blanking” su parte degli impulsi utili ricevuti quando si è a conoscenza che in corrispondenza ad essi si avrà una collisione con un grosso impulso interferente. Con il termine blanking si intende come si sarà intuito la possibilità di oscurare il ricevitore in intervalli di tempo mirati.

Proprio l'accuratezza nella scelta di detti intervalli presuppone la conoscenza da parte del ricevitore utile dei codici di TH di tutti gli interferenti posti nel suo raggio di copertura nonché una perfetta sincronizzazione con essi. Chiaramente tali condizioni sono di difficile realizzabilità soprattutto in un ambiente completamente distribuito in cui vi sia la totale assenza di organi che scandiscano tale sincronizzazione.

Ponendoci idealmente nelle condizioni in cui quanto descritto sia realizzabile sempre in [6] è dimostrato come la tecnica del blanking migliori la probabilità d'errore sul bit; il prezzo da pagare è rappresentato dalla diminuzione della potenza media all'uscita del correlatore $(N_s A_1 m_p)^2$ che produce una diminuzione dell' SNR e delle prestazioni generali del sistema.

Il confronto con le altre tecniche di detection è mostrato nel grafico seguente:

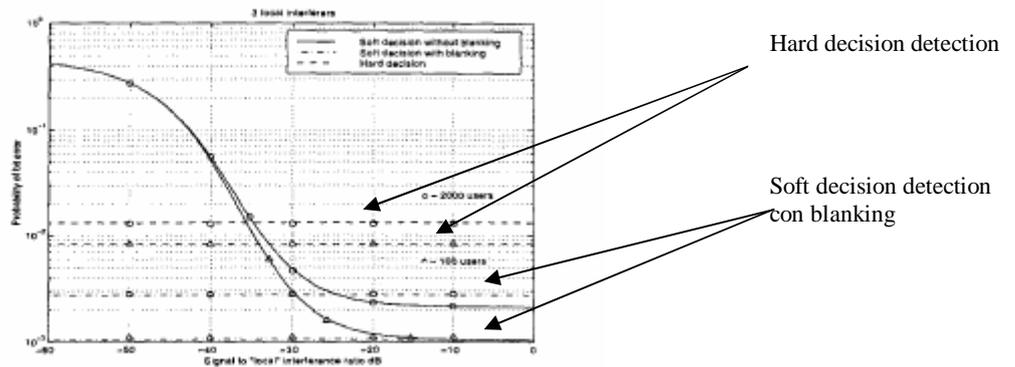


Fig 1.13 Prestazioni soft decision detection in presenza di tre utenti

Analogamente all' hard detection anche la soft decision detection con il blanking non è influenzata dalle variazioni in potenza degli interferenti locali essendo gli impulsi interferenti oscurati in ricezione.

Le prestazioni sono addirittura superiori a quelle ottenibili con l' hard detection in quanto $SNR_{hard}(1) < SNR_{soft-blanking}(1)$ dunque il valore di P_e al quale asintoticamente si tende è minore nel caso della soft decision detection.

1.3 FULL DUPLEX REALIZZATO ATTRAVERSO LA TECNOLOGIA UWB

Nel paragrafo precedente si è fatto presente come l' operazione di blanking sulle trasmissioni interferenti provenienti da nodi diversi dal ricevitore utile, sia una via praticabile solo nel caso in cui si conoscano i codici di TH utilizzati dai nodi interferenti e si abbia sincronizzazione con essi. Tale puntualizzazione lascia intuire la difficile realizzabilità di tale tecnica soprattutto in un contesto di rete completamente distribuito. Diversa è la situazione qualora le trasmissioni interferenti che si vuole oscurare al ricevitore, si dipartano dallo stesso nodo. Si sta chiaramente parlando di nodi che agiscono contemporaneamente da trasmettitori e ricevitori. Avendo tali nodi una perfetta conoscenza delle trasmissioni nelle quali sono impegnati si può

ragionevolmente supporre che tali trasmissioni siano fra loro sincrone. Ciascun nodo conoscerà in maniera precisa gli intervalli di tempo nei quali essendo impegnato in una trasmissione dovrà oscurare il ricevitore in modo da non interferire con esso.

La tecnica del blanking consente in questo modo di realizzare collegamenti full duplex da ogni nodo nel quale siano contemporaneamente presenti unità trasmittenti e riceventi. È bene sottolineare come tutto ciò sia possibile grazie al bassissimo duty cycle che caratterizza la tecnologia di trasmissione UWB.

In [7] la metodologia full-duplex è trattata nel dettaglio considerando una situazione di totale asincronismo tra le trasmissioni contemporanee del nodo oltre che come ovvio tra le trasmissioni e la ricezione utile; viene in particolare quantificata la perdita dovuta all'oscuramento che si ha nella ricezione del segnale utile (segnale desiderato).

Si assuma che i differenti segnali trasmessi siano indipendentemente e uniformemente distribuiti nel frame del ricevitore con la distribuzione $U[0, T_f]$. assumiamo inoltre che l'impulso desiderato sia ricevuto nell'istante $t=0$ senza degradazione.

Sotto queste ipotesi, se l'impulso oscurante copre qualche porzione dell'intervallo di tempo $[-t_d/2, t_d/2]$ nell'intorno del segnale desiderato (intervallo di sovrapposizione), allora l'energia del segnale ricevuto è data dall'operazione di correlazione nella regione di non sovrapposizione del precedente intervallo. In fig 1.14 sono mostrate le sovrapposizioni dovute all'impulso oscurante su entrambi i lati dell'impulso ricevuto. Quando c'è almeno un impulso oscurante da entrambi i lati dell'intervallo di sovrapposizione, definiamo x e y come i degli impulsi oscuranti che causano la massima sovrapposizione dell'intervallo $[-t_d/2, t_d/2]$ dalle direzioni positiva e negativa, rispettivamente. Comunque quando tutti gli impulsi oscuranti si trovano nell'intervallo $[0, T_f/2]$, poniamo $x=-T_f/2$. Analogamente, y è fissato a $T_f/2$ nei casi in cui tutti gli impulsi oscuranti si trovano nell'intervallo $[-T_f/2, 0]$.

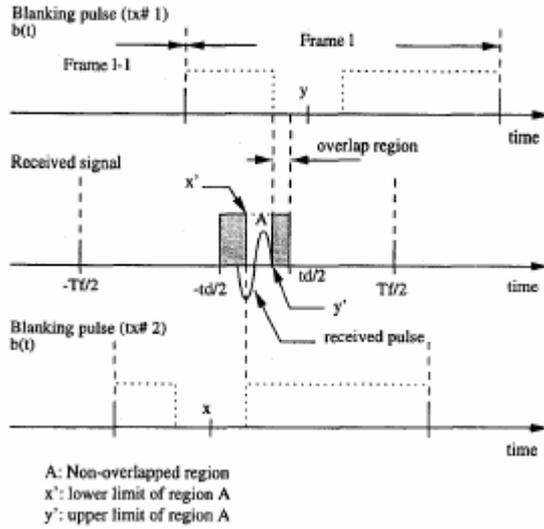


Fig 1.14 Sovrapposizione degli impulsi trasmessi (oscuranti) con l'impulso utile ricevuto

Quando il trasmettitore desiderato trasmette '0' o '1', l'uscita del correlatore è data da $C_0(x,y)$ o $C_{0s}(x,y)$, rispettivamente. Assumendo equiprobabili i valori del bit, l'uscita del correlatore in media è

$$C_{avg} = 0.5 \int_{-\frac{T_f}{2}}^{\frac{T_f}{2}} \int_{-\frac{T_f}{2}}^{\frac{T_f}{2}} f_{x,y}(x,y) [C_0(x,y) + C_{0s}(x,y)] dx dy$$

dove la distribuzione congiunta di x e y è data da:

$$f_{x,y}(x,y) = \begin{cases} \left(\frac{1}{T_f}\right)^{N_t} \sum_{r=1}^{N_t-1} C_r^{N_t-r} r(N_t-r) \left(\frac{T_f}{2} + x\right)^{r-1} \left(\frac{T_f}{2} - y\right)^{N_t-r-1} & 0 \leq |x|, |y| \leq 0 \\ \left(\frac{1}{T_f}\right)^{N_t} N_t \left(\frac{T_f}{2} - y\right)^{N_t-1} & x = -\frac{T_f}{2} \quad 0 \leq y < \frac{T_f}{2} \\ \left(\frac{1}{T_f}\right)^{N_t} N_t \left(\frac{T_f}{2} + x\right)^{N_t-1} & y = \frac{T_f}{2} \quad -\frac{T_f}{2} < x \leq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

si osserva che l'uscita del correlatore media, è funzione del tempo di frame T_f e del numero di trasmettitori in un nodo N_t .

L'uscita media del correlatore è stata calcolata per diversi valori di T_f da 10 ns a 100 ns e per un numero crescente di trasmettitori N_t . Il rapporto dell'uscita media del correlatore con oscuramento e in assenza di oscuramento è stato calcolato per ottenere l'uscita media del correlatore normalizzata ed è la misura delle prestazioni considerata in questo caso.

Si osserva che come il numero di unità trasmettenti in un nodo aumenta, anche il numero di impulsi oscuranti che interferiscono con il segnale ricevuto aumenta, causando una riduzione nell'energia all'uscita del correlatore alla fine di ogni frame. Si nota anche che come T_f diminuisce, l'intervallo di sovrapposizione assume una proporzione più ampia nel periodo di frame, che risulta in una diminuzione dell'uscita media del correlatore.

La perdita risulta comunque essere molto contenuta (e.g. : 0,46 dB nel caso in cui in corrispondenza al nodo ricevitore si abbiano 5 trasmissioni contemporanee avendo assunto $T_f=100$ nsec).

I risultati dedotti sono ottenuti attraverso uno studio che considera la totale asincronia tra le trasmissioni uscenti dal nodo oltre che tra le trasmissioni e la ricezione utile.

Ponendoci in una situazione ideale di sincronismo di chip sia tra le trasmissioni che tra le trasmissioni e la ricezione si può quantificare in maniera più approssimativa, ma comunque attendibile, la perdita sul segnale utile ricevuto

come:

$(A_1 m_p N_s)^2$ = potenza utile ricevuta all'uscita del correlatore in assenza di blanking

$(A_1 m_p N_s)^2 \left(1 - \frac{n_t}{N_h}\right)^2$ = potenza utile ricevuta all' uscita del correlatore quando si attua il

blanking in ricezione. Con n_t si è indicato il numerosi trasmissioni contemporanee del nodo.

Anche il rapporto segnale/rumore si modifica di conseguenza:

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

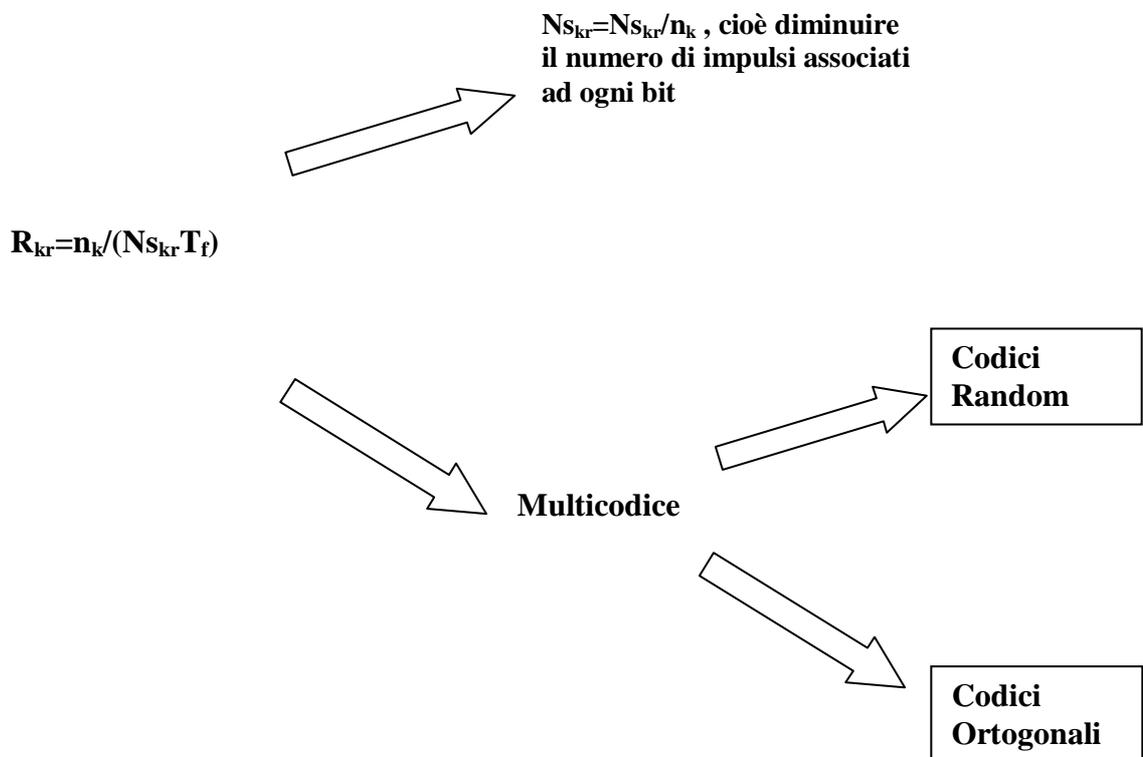
1.4 STRATEGIE DI RICONFIGURAZIONE DEL RATE E UTILITÀ DELLA TECNICA MULTICODICE

Nel presente paragrafo vogliamo analizzare gli aspetti legati alle possibili strategie di riconfigurazione del rate evidenziando come la scelta di una strategia in luogo dell' altra influenzi il contributo di interferenza da accesso multiplo.

Consideriamo il rapporto segnale/rumore relativo al generico link k-r:

$$SNR_{kr} = \frac{(A_{kr} m_p)^2 N s_{kr} g_{kr}}{N_o m_p + \sigma_a^2 \sum_{(i,j) \neq (k,r)} A_{ij}^2 g_{ir}}$$

Supponiamo che il trasmettitore k decida per esigenze di traffico di aumentare il proprio rate trasmissivo di un fattore intero n_k ; le modalità con cui è possibile effettuare questa operazione sono:



Cambiamento del numero di impulsi

Il segnale trasmesso in questo caso è il seguente :

$$s_{kr}(t) = A_{kr} \sum_j w(t - jT_f - c_j^{(kr)}T_c - \delta d^{(kr)} \lfloor jn_k / Ns_{kr} \rfloor)$$

con un rapporto segnale/umore sul link k-r pari a:

$$SNR_{kr} = \frac{(A_{kr}m_p)^2 Ns_{kr} g_{kr}}{\left(N_o m_p + \sigma_a^2 \sum_{(i,j) \neq (k,r)} A_{ij}^2 g_{ir} \right) n_k} = \gamma' = \frac{\gamma}{n_k}$$

avendo indicato con γ l' SNR prima dell'aumento del bit rate.

Affinché il rapporto segnale/umore in ricezione rimanga invariato onde poter mantenere la stessa QoS il trasmettitore k deve aumentare la potenza trasmessa esattamente di un fattore pari a n_k . Ossia :

$$(A_{kr})^2 = \frac{\gamma' \left(N_o m_p + \sigma_a^2 \sum_{(i,j) \neq (k,r)} A_{ij}^2 g_{ir} \right)}{g_{kr} m_p^2 Ns_{kr}}$$

$$(A_{kr})'^2_{\text{aumentoNs}} = n_k (A_{kr})^2$$

Chiaramente questo aumento si riflette sull' interferenza generata verso altri utenti che aumenta proporzionalmente:

$$SNR_{ml} = \frac{(A_{ml}m_p)^2 Ns_{ml} g_{ml}}{N_o m_p + \sigma_a^2 \left(\sum_{(i,j) \neq [(m,l),(k,r)]} A_{ij}^2 g_{il} + n_k A_{kr}^2 g_{kl} \right)}$$

Multicodice : codici pseudorandom

Il segnale trasmesso sarà in questo caso:

$$s_{kr}(t) = \frac{A_{kr}}{n_{kr}} \sum_{i=1, n_{kr}} \sum_j w(t - jT_f - c_j^i T_c - \delta d^i \lfloor j / Ns_{kr} \rfloor)$$

dove si è assunto che il rate sia su ciascuna delle n_{kr} trasmissioni pari a $R_i=1/(Ns_{kr}T_f)$ e la potenza complessivamente trasmessa rimanga costante e si distribuisca equamente

sulle n_{kr} trasmissioni. Le cifre di codice c_j^i con $i=1..n_{kr}$, $j=1..N_p$ sono variabili aleatorie uniformemente distribuite nell' intervallo $0,1,2..N_h$. Ciò non garantisce l'assenza di collisioni tra le trasmissioni generate da uno stesso utente; va considerato un termine di auto-interferenza nel computo dell' SNR relativo a ciascuna delle n_{kr} trasmissioni:

$$SNR_{kr-i} = \frac{(A_{kr} m_p)^2 N s_{kr} g_{kr}}{N_o m_p + \sigma_a^2 \left(\sum_{(i,j) \neq (k,r), i \neq k} A_{ij}^2 g_{ir} + \underbrace{(n_{kr} - 1)}_{\cong 1} \frac{1}{n_{kr}} A_{kr}^2 g_{kr} \right) n_{kr}}$$

Si vogliono mettere a confronto sono i contributi di interferenza verso gli altri utenti. Rispetto al caso precedente qualora si volesse mantenere costante l' SNR sul valore che si aveva prima della trasmissione multicodice sarebbe necessario elevare la potenza trasmessa di un quantità non più proporzionale a n_{kr} . Un ulteriore aumento sarebbe necessario per bilanciare l'effetto dell' auto-interferenza. Ciò come è logico si ripercuote in una interferenza maggiore prodotta verso gli altri utenti.

Multicodice: codici ortogonali

Utilizzando codici perfettamente ortogonali nel tempo visto che i segnali trasmessi da uno stesso utente sono sincroni sia a livello di chip che a livello di parola di codice è possibile eliminare l' auto-interferenza.

Il segnale trasmesso è questa volta:

$$s_{kr}(t) = \frac{A_{kr}}{n_{kr}} \sum_{i=1, n_{kr}} \sum_j w(t - jT_f - c_j^i T_c - \delta d^i \lfloor j/N_{s_{kr}} \rfloor)$$

dove $c_j^l \neq c_j^m$ $j=1..N_p$

$$SNR_{kr-i} = \frac{(A_{kr} m_p)^2 N s_{kr} g_{kr}}{N_o m_p + \sigma_a^2 \sum_{(i,j) \neq (k,r)} A_{ij} g_{ir}} \frac{1}{n_{kr}}$$

L' SNR relativa alla singola trasmissione è dunque del tutto simile a quello determinato nel caso di diminuzione del numero di impulsi associati al bit.

Al solito rispetto al caso di assenza di trasmissione multicodice l' SNR diminuisce di un fattore n_{kr} . Qualora si volesse mantenerlo costante si dovrebbe elevare la potenza su ciascuna trasmissione di un pari fattore. Cio corrisponde ad elevare di un fattore n_{kr} la potenza complessivamente trasmessa dal trasmettitore k , esattamente come nel caso della diminuzione del numero di impulsi.

Per quanto riguarda l' interferenza generata verso gli altri utenti è interessante, proprio alla luce di quanto appena affermato, verificare se l'interferenza prodotta da un solo utente a potenza elevata è uguale a quella prodotta da n_{kr} segnali ortogonali nel tempo ognuno con potenza n_{kr} volte minore.

$$SNR_{ml} = \frac{(A_{ml} m_p)^2 N s_{ml} g_{ml}}{N_o m_p + \sigma_a^2 \left(\sum_{(i,j) \neq [(m,l),(k,r)]} A_{ij}^2 g_{il} + int \right)}$$

Per valutare *int* l' asincronismo tra i vari utenti è considerato in maniera "semplificata"; viene considerato asincronismo a livello di parola di codice, ma sincronismo a livello di chip (cosa che in generale non sarà verificata poichè i vari segnali potrebbero essere sfasati di una quantità che non è perfettamente multipla di T_f).

Nel caso di diminuzione del numero di impulsi la probabilità che si verifichi una collisione con un impulso di potenza $A_{kr}^2 n_{kr}$ è $E(hit) = \frac{1}{N_h}$.

Nel caso di trasmissione multicodice ortogonale la probabilità che si verifichi una collisione con un impulso di potenza A_{kr}^2 è $E(hit) = \frac{n_{kr}}{N_h}$.

Se ne deduce che l' interferenza generata verso gli altri utenti nei due casi è essenzialmente la stessa.

Per quanto riguarda le possibili applicazioni della tecnica multicodice ortogonale poniamo l'accento su quella che ci interessa più da vicino: in una rete completamente distribuita tale tecnica è utilizzabile per instaurare connessioni con più terminali contemporaneamente (*MULTICAST*).

CAPITOLO 2

PROTOCOLLI MAC CHE REALIZZANO UN CONTROLLO DI POTENZA DISTRIBUITO

2.1 UTILITÀ DEL CONTROLLO DI POTENZA

L'analisi svolta nella maggior parte della letteratura su UWB Radio è basata 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, formula SNR, è dovuto alle collisioni verificatesi fra gli impulsi emessi dal trasmettitore e quelli di 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, sia esso centralizzato che distribuito. 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

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

In [3],[7] viene presentato un nuovo schema di strato MAC chiamato *sustained link networks* (SLN) dove si cerca di ridurre i problemi legati al traffico intermittente di pacchetti di segnalazione, mantenendo attivi in maniera permanente i links instaurati. Per permettere il traffico dati 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 paragrafo 1.3. Tale tecnica è basata 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 dati disponibili alla trasmissione il generico link di strato fisico è mantenuto, trasmettendo ad un bit rate più basso, informazioni sulla rete, controllo di potenza e *Situational Awareness information*

(SA) tutte 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.

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

In [7] 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 seguente fig. 2.1. 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 perchè non c'è informazione di feedback dal ricevitore con la quale regolare la potenza iniziale.

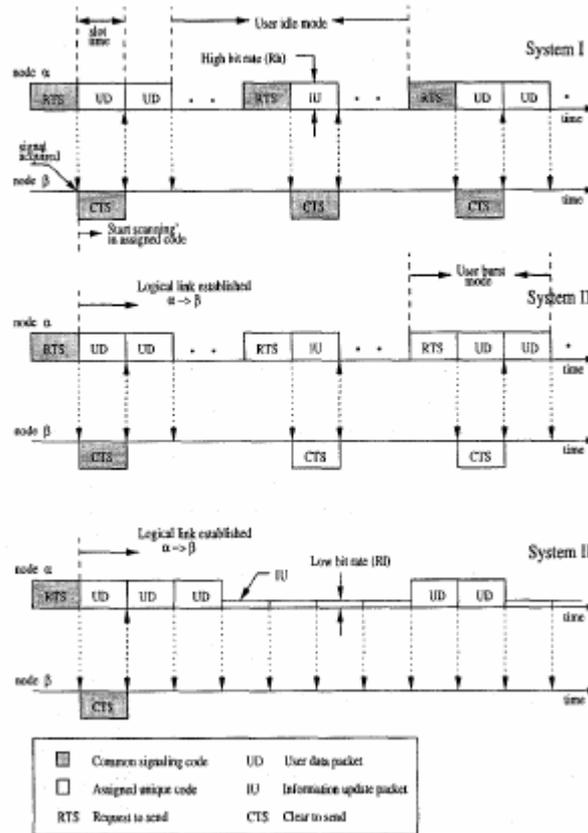


Fig. 2.1 Diagramma che mostra il protocollo di segnalazione e i pacchetti trasmessi nei sistemi 1,2,3.

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 è 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 2.1 esistono due modi di funzionamento principali, lo *user burst mode* nel quale vengono trasmessi 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_l) 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 con ciò compromettere il rapporto segnale/rumore. Il tutto è regolato da un meccanismo per il controllo di potenza che ne regola il valore in modo dinamico.

2.2.1 Controllo di potenza nel SLN mac

Lo schema per il controllo di potenza descritto in [3],[7] 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:

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

avendo considerato connessioni full duplex su ogni link.

Nella relazione precedente, si è indicato con :

- i pedici α e β 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 β dell' i -esimo link;
- $A_{i\alpha}(t)$ l'ampiezza degli impulsi trasmessi da α per il link i ;
- $g_{i\alpha\beta}$ l'attenuazione di canale fra due ricetrasmittitori, proporzionale a $d_{i\alpha\beta}^{-\zeta}$, con $d_{i\alpha\beta}$ rappresentante la distanza fra le unità in questione e ζ il path loss exponent. I restanti termini sono stati precedentemente descritti.

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 β riceve un pacchetto in uno slot, esso calcola l' $SINR$ e invia l'informazione sul controllo di potenza verso il nodo α 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, γ è il $SINR$ richiesto e $SINR_{i\beta}(k-1)$ il rapporto segnale/rumore misurato dal ricevitore β . Il nodo α 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 α continua a trasmettere con il livello di potenza precedente.

Il medesimo algoritmo è utilizzato quando β è il trasmettitore ed α il ricevitore.

A causa del ritardo nella trasmissione del pacchetto, ciascun aggiornamento sul livello di potenza trasmesso richiede almeno due slots come evidenziato nella fig.2.2:

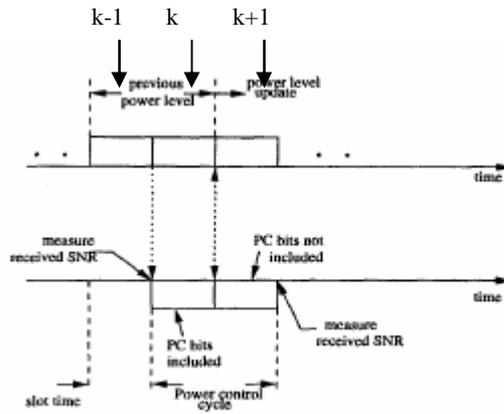


Fig. 2.2. Aggiornamento dell' info sul controllo di potenza effettuata a slots alterni

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 :

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

Come emerge dai risultati evidenziati in [3], 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 α e β 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 $d_{i\alpha i\beta}$ 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 γ il SINR richiesto e $I_{i\beta}(RTS)$ l'interferenza misurata in β nello slot corrispondente all'invio del pacchetto RTS, coincidente col secondo termine a denominatore della seguente espressione:

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

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, come proposto in [3]. 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 γ 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 cui avevamo accennato nel paragrafo 2.2 e che sono

discusse in [7] riportiamo qui di seguito due grafici che possono risultare interessanti (fig 2.3, 2.4).

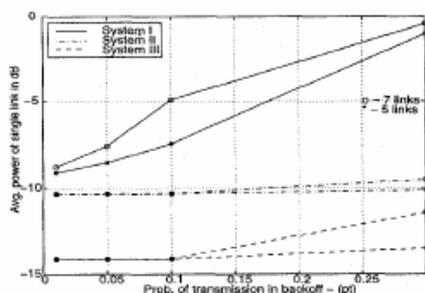


Fig.2.3. Potenza media vs. p_t (probabilità di trasmissione in backoff)

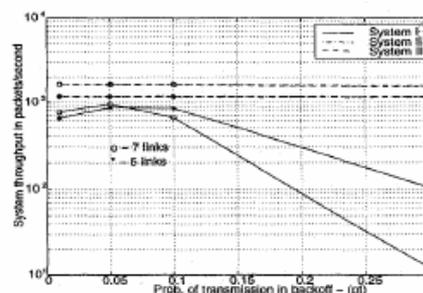


Fig.2.4. Throughput vs. p_t (probabilità di trasmissione in backoff)

Dalla fig. 2.3 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 nella fig. 2.4 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.

2.3 DISTRIBUTED RESOURCE NEGOTIATION PROTOCOL (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 possiamo riferirci come una *multimedia WLAN*. In [8] vengono affrontati i problemi legati alla gestione della risorsa nelle multimedia WLANs.

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 tab. 2.1 sono riportati i requisiti minimi di banda e probabilità di perdita delle classi di applicazioni tipiche:

media	Bit-rate	bursty	Loss-rate
audio	4-64Kb/sec	medio	$<10^{-2}$
video	n x64Kb/s	basso	$<10^{-4}$
image	>10Kbytes	alto	~ 0
data	variabile	alto	~ 0

Tab. 2.1 Caratteristiche tipiche delle varie classi di applicazioni multimediali

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.

È 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.

In [8] si assume 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 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 [9].

Sempre in [8] viene presentato un protocollo per la gestione distribuita della risorsa che si basa sul meccanismo di acquisizione della banda RTS/CTS fornito dall'IEEE 802.11. Prima di definire il protocollo nello specifico viene fatta una puntualizzazione circa le possibili alternative di gestione della risorsa che riportiamo nel sottoparagrafo seguente.

2.3.1 Global versus incremental resource management

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*.

Supponiamo 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 $\{m,l\}$ riallocando 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 terminale sia in grado di trasmettere e ricevere nello stesso momento (hp che è in disaccordo con la scelta di considerare links half-duplex operata in [8])

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

È bene sottolineare come lo schema incrementale abbia la tendenza ad essere *unfair*.

Volendo continuare l'esempio fatto in precedenza, una volta che $\{i,j\}$ sia 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 descriveremo 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.

2.3.2 Modello di rete

In [8] si pensa ad una rete single-hop, ad hoc 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 ALHOA su tale canale.

Ciascun terminale potrà trasmettere o ricevere ma non farlo contemporaneamente (hp 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 un terminale che trasmette no.

L'architettura proposta per il ricetrasmittitore è la seguente:

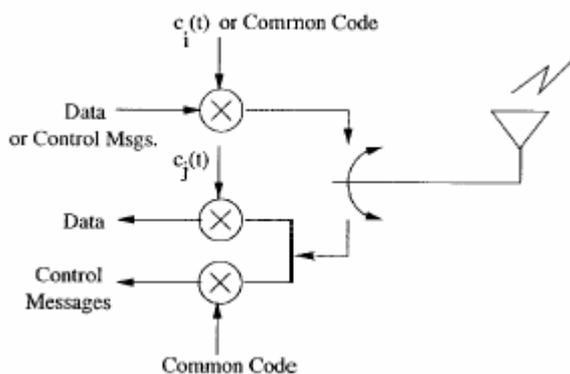


Fig. 2.5 Schema del ricetrasmittitore

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 Γ è definita come :

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

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

La matrice Ψ 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 \mathcal{G} .

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 η_o) la matrice Z delle interferenze si definisce nel modo seguente:

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

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

La matrice dei SIR può essere definita come:

$$\Omega = \{\omega_{ij}\} = \left\{ \frac{Wh_{ij}p_{ij}}{r_{ij}\varepsilon_{ij}} \right\}$$

dove ω_{ij} è 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 δ_{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 δ_{ij} si può definire la matrice Δ delle interferenze aggiuntive sopportabili (MSI) come:

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

2.3.3 Resource allocation list (RAL)

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_{lj} , h_{lj} ;
- La massima interferenza aggiuntiva sostenibile dal link $\{i,j\}$: δ_{ij} ;
- la durata stimata della sessione $\{i,j\}$: τ_{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 δ_{ij} . Ciò è vero se:

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

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

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

2.3.4 Formato 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.

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

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

$CTS_{ji}=\{j,i,CTS,\gamma_{ij},\psi_{ij},p_{ij},r_{ij},\delta_{ij},\tau_{ij}\}$ 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 $\tau_{ij}=\sigma_{ij}/r_{ij}$ 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;

$PREJ_{ji}=\{j,i,PREJ,\gamma_{ij},\psi_{ij},\pi_i\}$ 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 perchè la sua RAL (non aggiornata) non contiene dati che facciano riferimento ai nuovi link instaurati.

In questi casi il ricevitore disturbato (Third party receiver : supponiamo sia *l*) che intercetta sul canale di segnalazione il CTS della comunicazione che sta per istaurarsi 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 τ_{data} dunque setup ritardato di τ_{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 decicion).

Abbiamo 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'istaurazione 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 braodcast attraverso il seguente messaggio:

$$UPD_MSI_{lx}=\{l,x,\delta_{ml}\}$$

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

2.3.5 Possibili politiche di allocazione della risorsa

L' MSI sigla con la quale in [8] 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 questo sottoparagrafo 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 δ_{ij} .

Allocazione della minima potenza :

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

Allocare la minima potenza significa allocare il minimo data-rate ψ_{ij} e il minimo SIR γ_{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 γ_{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:

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

Contrariamente ai casi precedenti $\delta_{ij} > 0$ 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 supportabile se tale abbassamento è tale da non degradarlo oltre il minimo.

2.3.6 Puntualizzazioni e prestazioni del DRNP

È 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.

In [8] dopo questa rassegna sulle possibili politiche di allocazione vengono presentati dei risultati di simulazione con i quali vengono messe a confronto tali politiche. In particolare vengono graficati il *blocking rate* indicativo delle richieste di instaurazione non soddisfacenti e il *max.tx.power* dei link attivi nella rete entrambi al variare del carico di rete.

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

Sempre in [8] viene anche analizzato l'effetto prodotto dalla perdita di pacchetti di segnalazione sulla QoS dei links attivi nella rete. In particolare viene testato l'effetto del meccanismo di blocco del set-up attraverso il pacchetto SREJ come descritto in precedenza. La simulazione verifica come grazie a tale meccanismo diminuisca il numero di links che vanno al di sotto della soglia minima di SIR.

CAPITOLO 3

MODELLO DI RETE E DESCRIZIONE DEL PROTOCOLLO MAC IDEATO

3.1 ELEMENTI DI RETE E MODELLO ARCHITETTURALE

La tecnologia legata alle telecomunicazioni al momento attuale e presumibilmente negli anni a venire propende in maniera 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 far da filo conduttore. Il progetto WHYLESS.COM è uno di questi.

I tradizionali sistemi cellulari e mobili sono secondo certi aspetti limitati dal loro stesso bisogno di far riferimento a infrastrutture di tipo fisso (e.g., base stations, routers). Il tipo di rete al quale noi ci ispiriamo fa al contrario riferimento al concetto di TERMINODE.

Con il nome terminodes si indicano piccoli dispositivi dei quali il singolo individuo è proprietario capaci di operare sia come nodi che come terminali (per approfondirne lo studio vedi anche [13],[14],[15]).

Come terminali essi presentano il comportamento tipico di un end-system: inizializzano una comunicazione con un altro end-system, verificano la possibilità di accedere alla risorsa radio , regolano la potenza da loro emessa quindi trasmettono o ricevono dati.

Come nodo il ruolo principale di un terminode è quello di permettere il multihop ossia quello di rilanciare su un suo link uscente i dati verso di lui trasmessi in modo da permettere il raggiungimento attraverso un opportuno instradamento di un punto di accesso alla rete fissa. È chiaro come da questo punto di vista possano aprirsi nuovi scenari anche a livello economico; un terminode può decidere di rimanere attivo anche

se non impegnato direttamente in delle trasmissioni al fine di fornire a pagamento un hop alla comunità di terminodes circostanti.

Come nodo un terminode partecipa inoltre in maniera attiva al set-up di un qualsiasi link posto nel suo “range” secondo una serie di accurati controlli che meglio specificheremo nel proseguo del capitolo.

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

Come tale, una rete quale quella prospettata presenta tutte le problematiche tipiche delle ad-hoc wireless networks in aggiunta a nuove problematiche legate al multihop e alla totale assenza di strutture fisse.

Per quanto ci riguarda abbiamo focalizzato la nostra attenzione e sviluppato i problemi connessi all’ acquisizione di banda , al controllo di potenza e al raggiungimento di una soglia di qualità nelle trasmissioni.

La fig. 3.1 mostra un esempio della tipica configurazione di rete ; il ruolo dei terminodes (TNs) impegnati è messo in rilievo. In questa figura sono rappresentati differenti domini dei quali diamo una breve descrizione:

- *Il dominio UWB* , ossia l’area wireless dove la tecnica UWB è utilizzata per le comunicazioni radio tra i TNs;
- *Il dominio multi-hop*, ossia l’area dove è realizzato un cammino di comunicazione wireless end-to-end attraverso il multihop;
- *Il dominio medium access control*, ossia l’area dove è realizzato 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.

Ciascuna regione MAC rappresenta, più nello specifico, l’area nella quale la trasmissione di un TN ha un impatto sulla trasmissione /ricezione degli altri TNs. In ragione di ciò in ciascun dominio MAC dovrà operarsi una suddivisione della capacità tra i TNs , tenendo conto della mutua interferenza che fra essi si genera.

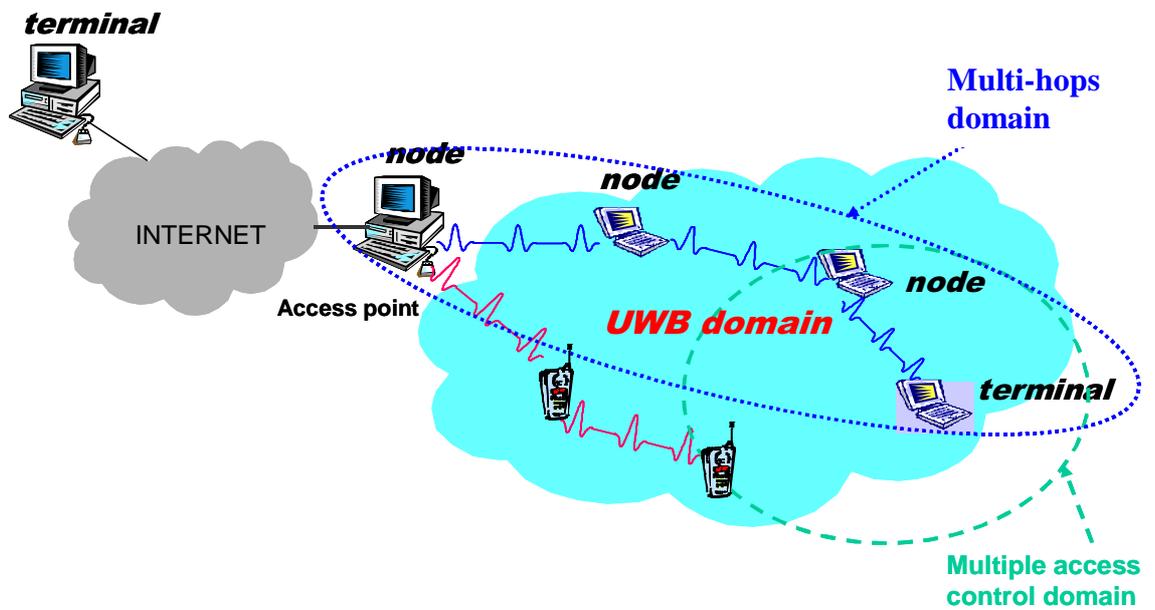


Figura 3.1-Elementi di rete e modello architetturale

Da questo momento in poi indicheremo col nome di CLUSTER di un dato nodo la regione MAC centrata sul nodo preso in considerazione.

Supporremo inoltre implicito parlando di rete UWB che essa sia costituita da TNs.

3.2 RUOLO DEL MAC E CONCETTO DI QoS DI LIVELLO MAC

Per definizione lo strato di livello MAC è quello nel quale sono situati i *protocolli di accesso multiplo* ossia quei protocolli che regolamentano l'accesso al canale di comunicazione nei casi nei quali diverse stazioni terminali sparse e non coordinate devono condividere l'unico canale di comunicazione disponibile.

In rapporto al tipo di risorsa e al come essa viene gestita si distinguono varie famiglie di protocolli di accesso multiplo (e.g .,ad assegnamento fisso ,ad accesso casuale etc.).

Per quanto ci riguarda la risorsa che necessita di essere gestita è la banda di trasmissione che è legata attraverso il parametro N_s (numero di impulsi per bit) ai codici di time-hopping.

Più che una gestione legata alla limitatezza di banda , per “gestione” si intende un controllo della potenza trasmessa (proporzionale alla banda e dunque dipendente dalla scelta del parametro N_s) 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 nel nostro caso essendo la tecnica di trasmissione UWB studiata appositamente per mantenere delle caratteristiche pseudonoise.*
- *Non si produca una degradazione della qualità di servizio delle trasmissioni già presenti nella rete al di sotto del limite minimo loro sopportabile.*

La gestione della risorsa si esplicita dunque in un controllo di potenza e in una conseguente allocazione della banda di trasmissione .Questo è il ruolo assunto dal MAC in reti di tipo UWB.

È importante sottolineare 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.

Possiamo dunque affermare che lo strato MAC non ha alcun controllo nè completa conoscenza circa la possibilità di soddisfare una richiesta di QoS 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.

3.3 CLASSI DI SERVIZIO DI STRATO MAC

Nell' ambito del progetto WHYLESS.COM sono previsti, anche se ancora in fase di definizione, due modi principali di funzionamento:

- *Licensed*
- *Licensed-free*

Al momento per essi sono definite solo delle linee guida che indicano in che modo dovrebbero differenziarsi.

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 rappresentata dalle limitazioni in potenza differenti nei due casi.

Il licensed-free mode dovrebbe far riferimento alle limitazioni in potenza specificate nella "Part 15" dell'FCC e relative alle trasmissioni denominate non intenzionali.

Il licensed mode è invece in attesa di indicazioni circa la potenza massima emissibile dallo stesso organo regolamentatore;

al momento sono in fase di sviluppo studi sulla compatibilità elettromagnetica che dovrebbero a breve determinare un quadro più chiaro della situazione.

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

In ragione di ciò abbiamo definito a livello MAC due classi di servizio

che abbiamo denominato come *classe QoS* (Quality of service) e *classe BE* (Best effort). Cerchiamo ora di descrivere e caratterizzare più nel dettaglio le due classi.

Classe QoS

Con tale denominazione indichiamo una classe di servizio per la quale una volta assegnata una determinata porzione di banda, essa non è più riconfigurabile per tutta la durata della sessione nella quale è stata richiesta.

È importante sottolineare come pur non essendo riconfigurabile essa possa essere comunque sottoutilizzata in alcuni intervalli di tempo.

Va posto l'accento su una tale eventualità 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 ad una assegnazione di banda minore di quella realmente necessaria a mantenere un link al di sotto di una certa probabilità di errore negli intervalli nei quali la banda QoS è utilizzata a pieno.

Classe BE

Ciò che differenzia la classe BE dalla classe QoS non sono limitazioni relative alla richiesta di banda assegnabile, quanto 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 a più alta priorità.

L'eventuale riconfigurazione 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; si tratta di un modo di gestire la risorsa disponibile palesemente *unfair*.

Qualora 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; modo di gestire la risorsa *fair*.

3.4 PARAMETRI MAC

Nel protocollo MAC per la gestione dell'accesso multiplo che a breve introdurremo, abbiamo agito solo su alcuni dei parametri caratteristici della tecnologia UWB dal controllo dei quali, dipendono le performance del singolo link; risulta comunque interessante avere un quadro completo delle grandezze che possono essere variate. Esse sono:

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

La grandezza che più di ogni altra ci preoccupiamo di regolare 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.

Volendo mantenere la densità spettrale di potenza bassa per problemi di coesistenza, il parametro sul quale è più conveniente agire è il periodo di codice T_p .

Qualora invece si volesse far in modo di limitare l'occupazione spettrale a bande al di sopra di una determinata frequenza, i parametri su i quali agire sarebbero sicuramente la forma e la durata dell'impulso trasmesso.

3.5 ALLOCAZIONE DISTRIBUITA DELLA RISORSA RADIO IN UN SISTEMA DI TIPO UWB

Nel presente paragrafo verrà 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 all'inizio del capitolo.

Si tratta di una rete completamente *priva di infrastrutture di tipo fisso* nella quale tutti i nodi sono eguali tra di loro. Tutti possono agire indipendentemente da nodi o 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 è capace di gestire più trasmissioni e ricezioni contemporaneamente utilizzando 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 rappresentata dalle trasmissioni multiple uscenti dal medesimo nodo o terminale, per le quali si suppone l'utilizzo di codici ortogonali tra loro e sincronismo sulla parola di codice.

Il totale asincronismo del resto delle trasmissioni induce intuitivamente a pensare come in una rete di questo genere rivesta importanza primaria, nella definizione del protocollo di accesso, lo studio di un controllo di potenza distribuito.

La possibile collisione di un impulso di ampiezza molto grande con uno di ampiezza molto inferiore al primo (i due impulsi sono caratterizzati dalla stessa cifra di codice e informazione opposta), può condurre ad errori sull'intera parola di codice relativa all'impulso più piccolo (il decorrelatore opera una somma degli N_s impulsi corrispondenti ad un bit).

La gestione della risorsa si esplicita dunque in un controllo di potenza e in una conseguente allocazione della banda di trasmissione in modo che il trasmettitore che entri nella rete, non degradi la qualità delle comunicazioni già attive al di sotto del minimo SNR loro accettabile (massima P_e sul bit).

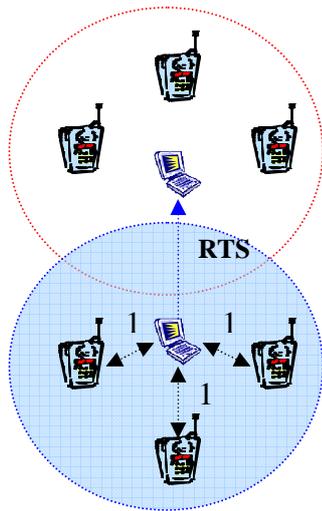
3.5.1 Fasi del protocollo

Al fine di rendere più facilmente comprensibile, la descrizione nel dettaglio delle procedure che realizzano il set-up di un link attraverso il protocollo, nel presente paragrafo vogliamo illustrare in maniera sommaria quale siano le fasi in cui esso si articola (vedi fig. 3.2):

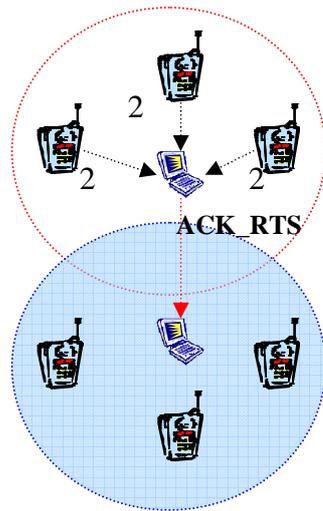
- STEP 1: Il TN che decide di voler instaurare una nuova connessione interroga i ricevitori attivi nel suo cluster ; da essi riceve indicazione circa la massima potenza interferente loro sopportabile; chiaramente la potenza con la quale tr-i potrà trasmettere dovrà essere inferiore al minimo margine di trasmissione concesso;
- STEP 2: Il ricevitore utile ric-j è a conoscenza del codice di time-hopping con il quale avrà luogo l' eventuale trasmissione i-j (segnale RTS). Stima l'interferenza aprendo il correlatore su tale codice e invia tale dato di ritorno al tr-i;
- STEP 3: Il trasmettitore tr-i calcola la potenza necessaria alla trasmissione i-j affinché essa avvenga con un determinata probabilità di errore; se tale valore di potenza eccede il 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 vada a buon fine, allora ci si attesta sul massimo valore di potenza tale da non interferire 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'obbiettivo è quello di ottenere con un valore di potenza più basso (il margine minimo) , la stessa probabilità di errore che si aveva con il valore di potenza più

alto calcolato nello STEP 3. *La procedura di emergenza al ricevitore si effettua solo nel caso in cui il link che si vuole instaurare è QoS;*

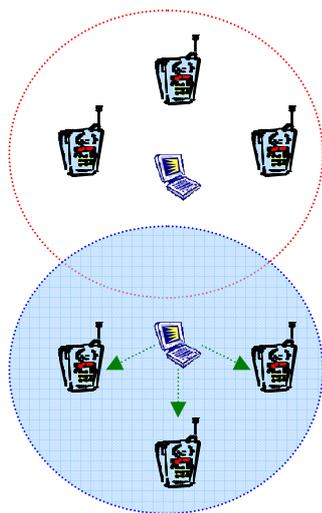
- STEP 5: Se il valore di potenza calcolato non eccede il minimo margine concesso o se una delle procedure di emergenza ha avuto buon fine allora si può iniziare a trasmettere.



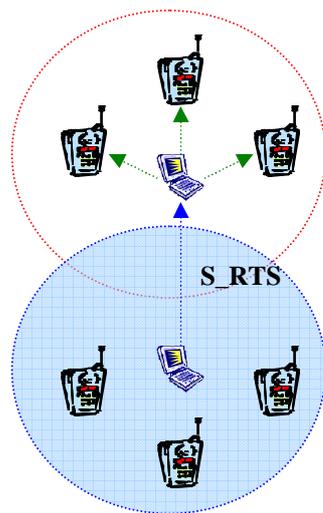
Step 1
Acquisizione dei margini



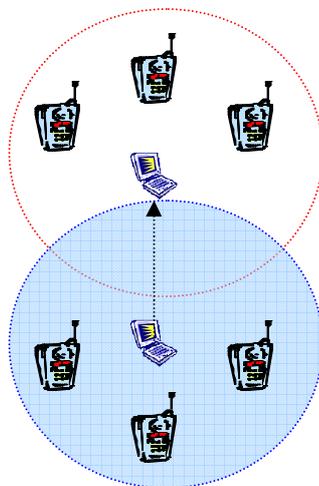
Step 2 Stima dell'interferenza e calcolo della potenza necessaria alla trasmissione



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

A margine del paragrafo facciamo notare come la descrizione delle procedure delle quali il protocollo si compone, è stata volutamente molto semplificata. Non si è considerata inoltre l'eventualità che la potenza calcolata nello STEP 3 sia superiore alla potenza che il nodo trasmettitore mette a disposizione; tale situazione si verifica nel caso in cui il nodo trasmettitore è 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 questi casi si attiva *una procedura di emergenza al nodo* con la quale, se possibile, si cerca di ridistribuire la risorsa tra le trasmissioni già attive in modo da permettere l'instaurazione della nuova connessione.

3.5.2 Descrizione del protocollo

Introduzione

Nel paragrafo precedente abbiamo accennato a come la potenza necessaria all'instaurazione di una determinata connessione, caratterizzata da un determinato rate (variabile in rapporto al tipo di servizio che si vuole instaurare) e un fissato SNR (

legato alla probabilità di errore sul bit dalla relazione $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\operatorname{SNR}_{out} (N_u)}{2}}$),

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

Abbiamo anche accennato alla possibilità che detta potenza ecceda quella realmente disponibile essendo il nodo impegnato in altre comunicazioni.

Nel presente paragrafo cercheremo di dare una giustificazione analitica alle affermazioni precedenti mostrando le formule cui facciamo riferimento. Presenteremo inoltre caso per caso tutte le possibili situazioni che il protocollo contempla.

Modalità full-duplex adottata

Come precedentemente specificato, considereremo il generico nodo in grado di instaurare più connessioni sia in trasmissione che in ricezione:

indichiamo con n_{ij} il numero di trasmissioni contemporaneamente attive in corrispondenza al ricevitore j .

Le trasmissioni sono realizzate con modalità multicodecine ortogonali e sono sincrone tra loro; i segnali in ricezione invece provengono da nodi diversi, sono dunque, asincroni tra loro, e asincroni rispetto alle trasmissioni del nodo j .

Per evitare che i segnali trasmessi risultino interferenti nei confronti di quelli ricevuti, si oscura il ricevitore negli intervalli di tempo nei quali si trasmette (Per approfondire il discorso vedi paragrafo 1.3 sulle metodologie di realizzazione di trasmissioni full-duplex UWB).

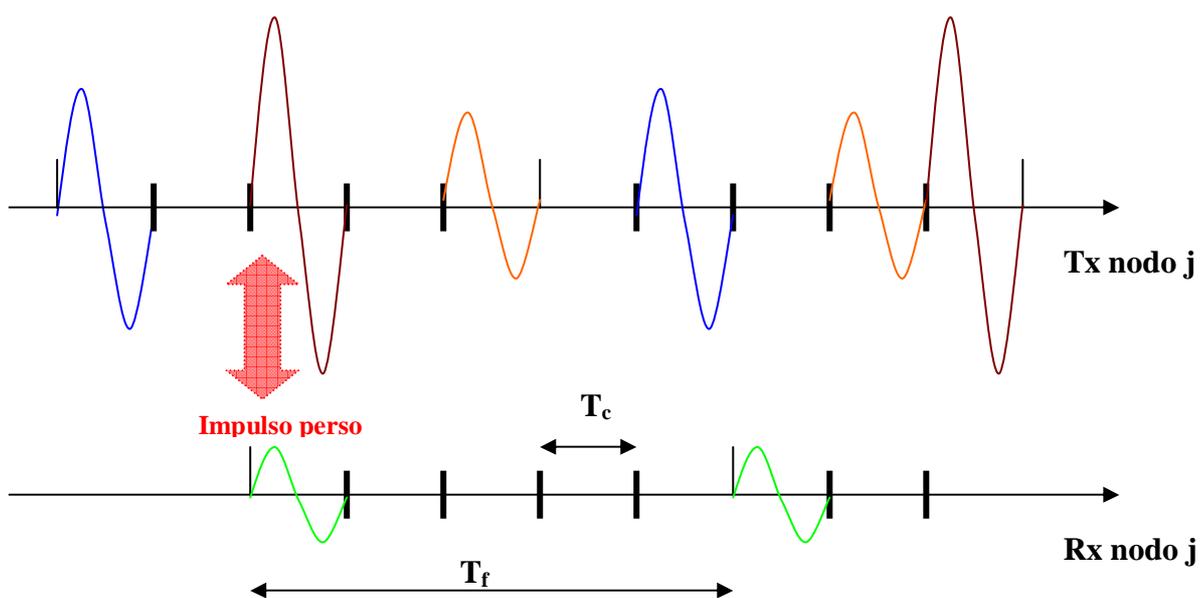


Figura 3.3-Modalità full duplex adottata

Chiaramente il rapporto segnale a 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 dipendente linearmente dal numero di impulsi associati al bit (

$R_{ij} = \frac{1}{N_{sij} T_f}$) che vengono decorrelati, in ricezione avremo una perdita determinata

dagli impulsi soggetti al blanking (come mostrato nella figura 3.3).

Ponendoci in una condizione di sincronismo di chip e asincronismo sulla parola di codice la perdita può essere quantificata attraverso un fattore correttivo funzione del numero di trasmissioni contemporanee del nodo ricevitore. Calcoli più precisi confermano la validità della nostra approssimazione (per approfondire vedi paragrafo 1.3 e articolo [7]):

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

È importante notare come tale perdita con una scelta opportuna dell'SNR possa essere considerata trascurabile; essa infatti 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).

Politica di allocazione delle risorse

La politica di allocazione delle risorse che si è scelta consiste nel dimensionare il rapporto SNR di un link in modo che esso sia superiore al minimo accettabile di un certo margine; tale margine consente al ricevitore utile di poter sostenere ulteriore 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.

Nella trattazione relativa al protocollo si farà riferimento alla seguente espressione del rapporto SNR che in luogo delle ampiezze di picco del segnale trasmesso considera le potenze medie di segnale :

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

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

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

La relazione che lega la potenza media di segnale all'ampiezza di picco è la seguente:

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

Parametri di riferimento

I limiti sulla potenza trasmissibile da un nodo che vuole iniziare una nuova comunicazione sono rappresentati dalla potenza “disponibile” del nodo e dall'interferenza sopportabile dai ricevitori posti nelle sue vicinanze.

Per potenza “disponibile” intendiamo la differenza tra la potenza massima emissibile dal nodo (stabilita dall'organo regolamentatore) e quella che il nodo già impiega se impegnato in altre comunicazioni:

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

L' altro limite è rappresentato dalle interferenze aggiuntive sopportabili dai ricevitori nel cluster del trasmettitore; 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 nel cluster del trasmettitore dunque 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 adatteremo nel protocollo risulta inoltre, utile, definire la limitazione che all'instaurazione di un link ci proviene dai soli links QoS che possiamo formalizzare come segue :

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

Riassumendo affinché una trasmissione possa instaurarsi essa deve soddisfare i due vincoli:

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

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

Dal mancato soddisfacimento di uno o entrambi i vincoli si attivano una serie di procedure che tentano, attraverso riadattamenti sul rate dei nodi interessati, di portare comunque all'instaurazione del nuovo link.

Possibili strategie di riconfigurazione dell' interferenza aggiuntiva sopportabile (AsI)

L' additional sustained interference (AsI) di un generico link x-y è come abbiamo visto:

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

Supponiamo di voler instaurare un nuovo link i-j e che il ricevitore y si trovi nel cluster del trasmettitore i; immaginiamo inoltre che la potenza necessaria all' instaurazione del link i-j ,con un determinato valore dell' SNR_{ij} , sia superiore a Δ_{x-y} .

Chiaramente affinché sia possibile l' instaurazione del nuovo link , il link x-y deve concedere un valore dell' AsI superiore.

L' AsI può essere riconfigurata essenzialmente in tre modi:

- AUMENTO DI POTENZA: elevando p_{x-y} si genera però un aumento dell' interferenza nei nodi ricevitori nel cluster di x;
- DIMINUIZIONE DEL LIVELLO DI INTERFERENZA: agire su I_{UWBx-y} significa diminuire la potenza trasmessa dai terminali nel cluster di y;
- DIMINUIZIONE DEL DATA RATE A POTENZA COSTANTE: diminuire R_{x-y} 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 al bit.

Delle tre strategie di riconfigurazione possibili nel protocollo abbiamo 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. A nostro avviso non è comunque da scartare, per eventuali sviluppi futuri del protocollo, la possibilità di utilizzare insieme la seconda e la terza strategia di riconfigurazione dell' ASI.

Canali di segnalazione utilizzati

- *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 è 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 che un nodo trasmittente possa raggiungere tutti i nodi contenuti nel suo cluster. 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 trasmittente.
La modalità di accesso, competamente random, fà sì che detto canale sia, come è logico, soggetto a collisioni.
- *PSCH (Personal Signalling Cannel)*: 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 vedremo, costituisce un eccezione a questo utilizzo, l' invio delle ASI da parte dei ricevitori nel cluster del trasmettitore che vuole instaurare un nuovo link (Fase iniziale del set-up).

Canali dati e problema della misura del livello di interferenza

Contrariamente ai canali di segnalazione, *i canali dati* sono canali con 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, è stabilito nella fase di set-up ed è proporzionale alla banda di trasmissione.

Nel caso in cui il link in questione sia 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 (vedi procedura emergenza al ricevitore).

Nel caso in cui il link in questione sia QoS la capacità assegnata al canale non è riconfigurabile (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 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 è la degradazione delle prestazioni del link che si instaura, al di sotto del minimo accettabile negli intervalli nei quali la banda QoS è utilizzata a pieno.

Filosofia di gestione delle due classi di servizio

Il protocollo è studiato per supportare le due classi di servizio definite nel paragrafo 3.3. Come più volte ripetuto esse si differenziano non nella richiesta di banda, quanto piuttosto nel fatto che la classe QoS mantiene la banda assegnatale per tutta la durata della connessione, mentre la banda assegnata alla classe BE può essere in qualsiasi momento riconfigurata ed eventualmente anche sottratta del tutto, se ciò permette l'instaurazione di un link a più alta priorità.

Tutte le procedure di cui si compone il protocollo, sono ideate in modo da privilegiare 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 ciò alcune procedure sono realizzate in maniera virtuale ,via software. Si eseguono dei controlli, e solo se essi conducono all' instaurazione "virtuale" del link, allora i riadattamenti ed eventuali abbattimenti vengono eseguiti effettivamente.

Sempre in relazione alla filosofia di gestione, consideriamo per i links BE, *un rate minimo di non abbattimento*; si cerca cioè prima di abbattere un link BE, di riadattarlo al limite minimo.

Il vantaggio in quest' operazione è quello di evitare di dover procedere successivamente al set-up di un nuovo link BE, decongestionando la rete da nuove richieste.

Problema dei set-up concorrenti

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

Volendo essere più precisi possiamo dire che un nodo ricevitore o trasmettitore che sia, impegnato nel set-up di un generico link i-j, dovrà essere bloccato in uno stato $BUSY\{i, j\}$ ossia non essere disponibile ad alcun altro set-up sino a quando quello a cui partecipa non è terminato.

Segnali utilizzati

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

Δ_INFO = segnale col quale vengono comunicate le AsI;

WANT_TO_ESTIMATE = 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;

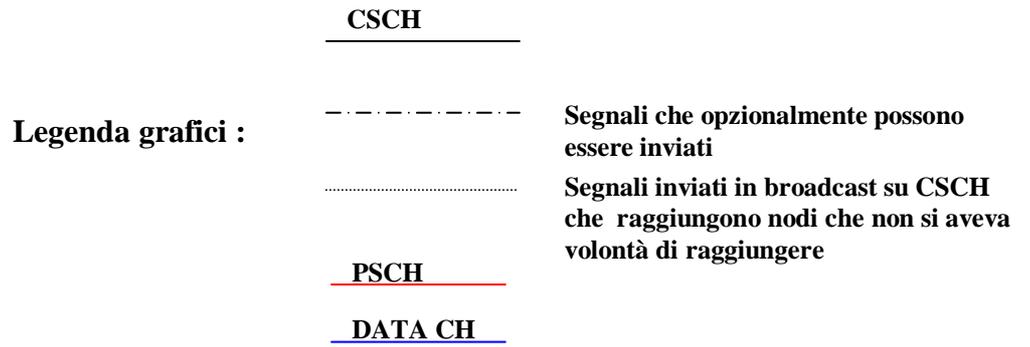
EOS = end of session ;

Indicheremo inoltre con le seguenti abbreviazioni le informazioni che talvolta vengono associate all' invio dei segnali precedentemente elencati:

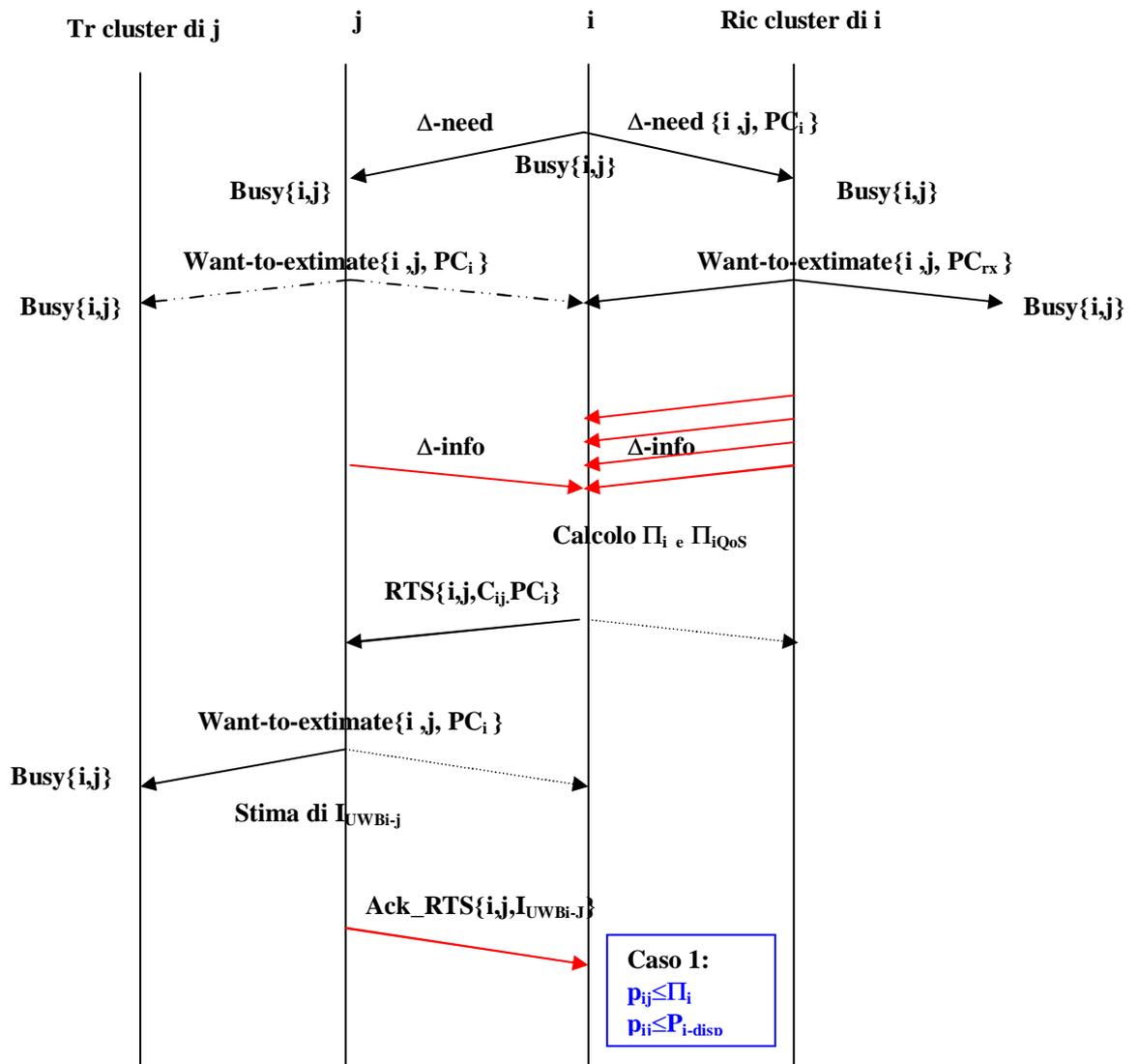
C_{i-j} = codice dati scelto per la trasmissione sul link i-j;

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 info di segnalazione dirette solo verso i.

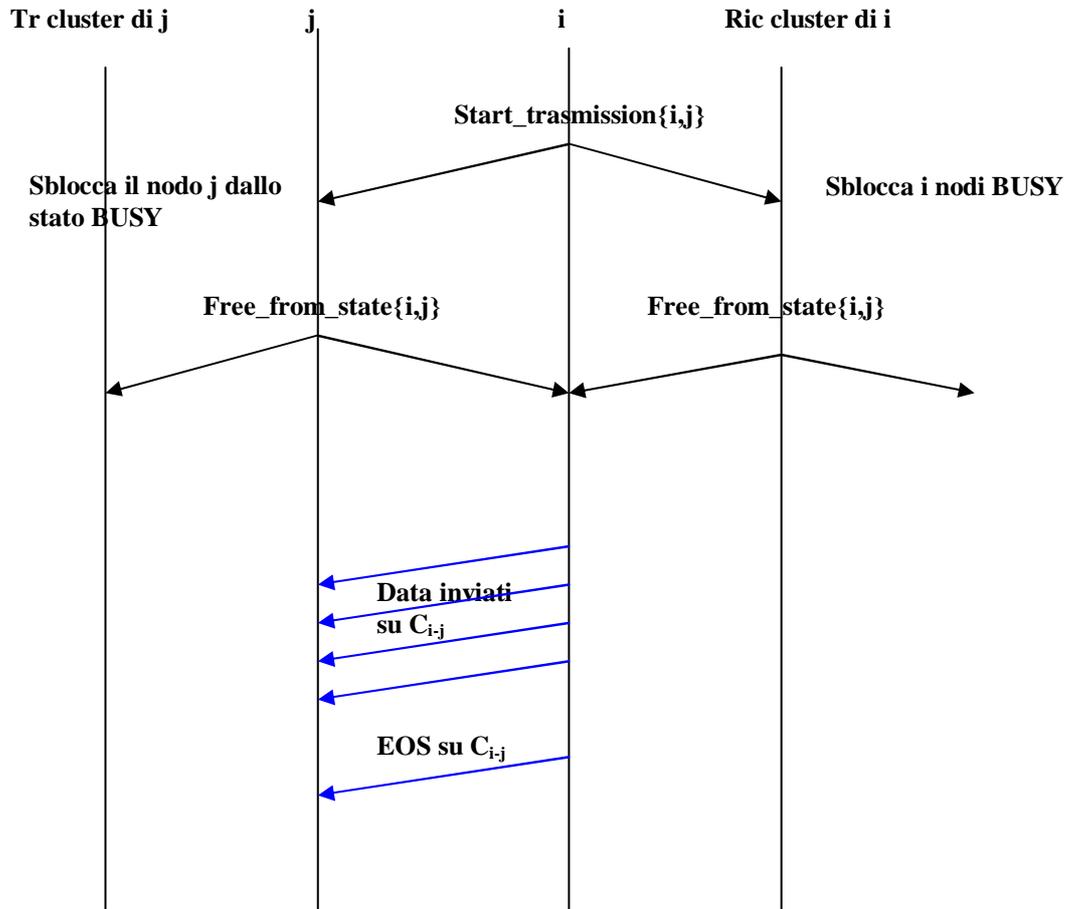
$I_{UWB i-j}$ = interferenza da accesso multiplo stimata dal ricevitore j aprendo il correlatore sul codice C_{i-j} , con il quale avverrà, se le condizioni lo permettono la comunicazione i-j.



PROTOCOLLO MAC : SET-UP SENZA EMERGENZE (caso 1)



Il grafico che sto per introdurre costituisce la parte terminale di tutti i grafici a seguire. Lo inseriremo una volta per tutte facendo in seguito riferimento ad esso come grafico finale(terminal graph):



Descrizione CASO 1):

Il nodo i vuole instaurare una comunicazione con il nodo j che garantisca una fissata probabilità di errore (mappata in un equivalente SNR_{ij} attraverso la relazione

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

La prima fase consiste nel determinare il valore massimo di potenza trasmissibile e per fare questo è necessario acquisire la conoscenza delle AsI dai ricevitori nel cluster di i. Quest' ultimi ricevuto il segnale Δ_need eseguono le misure relative alle AsI di ogni

loro link attivo ; 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 utilizza infatti 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.

È importante notare come il nodo j possa anche non essere tra i nodi che inviano di ritorno il segnale di Δ_info ; potrebbe infatti trovarsi in uno stato di stand_by e non impegnato in alcuna ricezione.

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 QoS a trasmettere a massima potenza in modo da poter stimare correttamente l'interferenza e con essa le AsI.

Ciascun ricevitore invierà di ritorno solo il valore minimo assoluto e quello minimo, relativo ai suoi links QoS, delle AsI calcolate.

Tali valori vengono trasmessi ad i utilizzando il PSCH_i ; la trasmissione è effettuata da ciascun ricevitore randomizzando i tempi di trasmissione.

Ricevuti i valori minimi da tutti i ricevitori (*Supponiamo il canale di segnalazione ideale, dunque l'assenza di collisioni*), il trasmettitore è capace di calcolare Π_i e Π_{iQoS} . Terminata questa fase, che consiste essenzialmente in un calcolo dei limiti trasmissivi del nodo i, relativamente all'interferenza provocabile nei vicini ricevitori , il nodo i invia in broadcast il segnale RTS con l'identificativo del nodo ricevitore con il quale è interessato a stabilire una comunicazione; sono trasmessi anche il codice con il quale l'eventuale nuova trasmissione avverrà e il codice personale di segnalazione del nodo i, oltre al suo identificativo.

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

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

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

Calcolata la potenza p_{ij} e note, la potenza $P_{i\text{-disp}}$ e il limite Π_i , il nodo i può a questo punto determinare in quale dei quattro casi previsti dal protocollo si trova.

Nel caso 1) :

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

$$p_{ij} \leq \Pi_i$$

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.

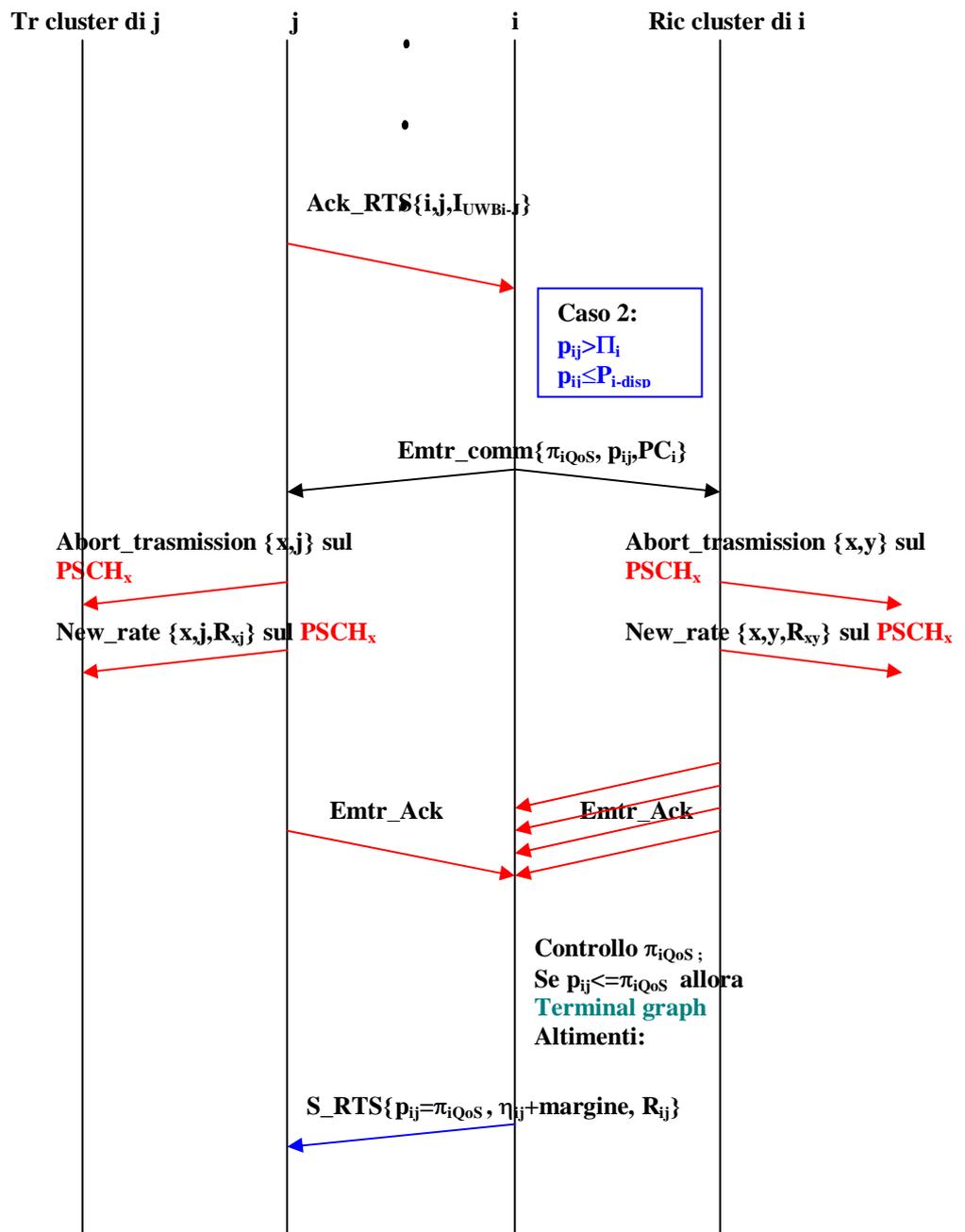
Consideriamo a questo punto le situazioni nelle quali il non soddisfacimento di uno o entrambi i vincoli appena visti richiede l'applicazione di procedure, che abbiamo definito, *di emergenza*; si tratta di procedure attraverso le quali si cerca di porre rimedio al vincolo non soddisfatto operando una redistribuzione della risorsa all'interno della rete. Chiaramente per ragioni di priorità l'instaurazione dei links QoS dovrà essere favorita rispetto a quella dei links BE.

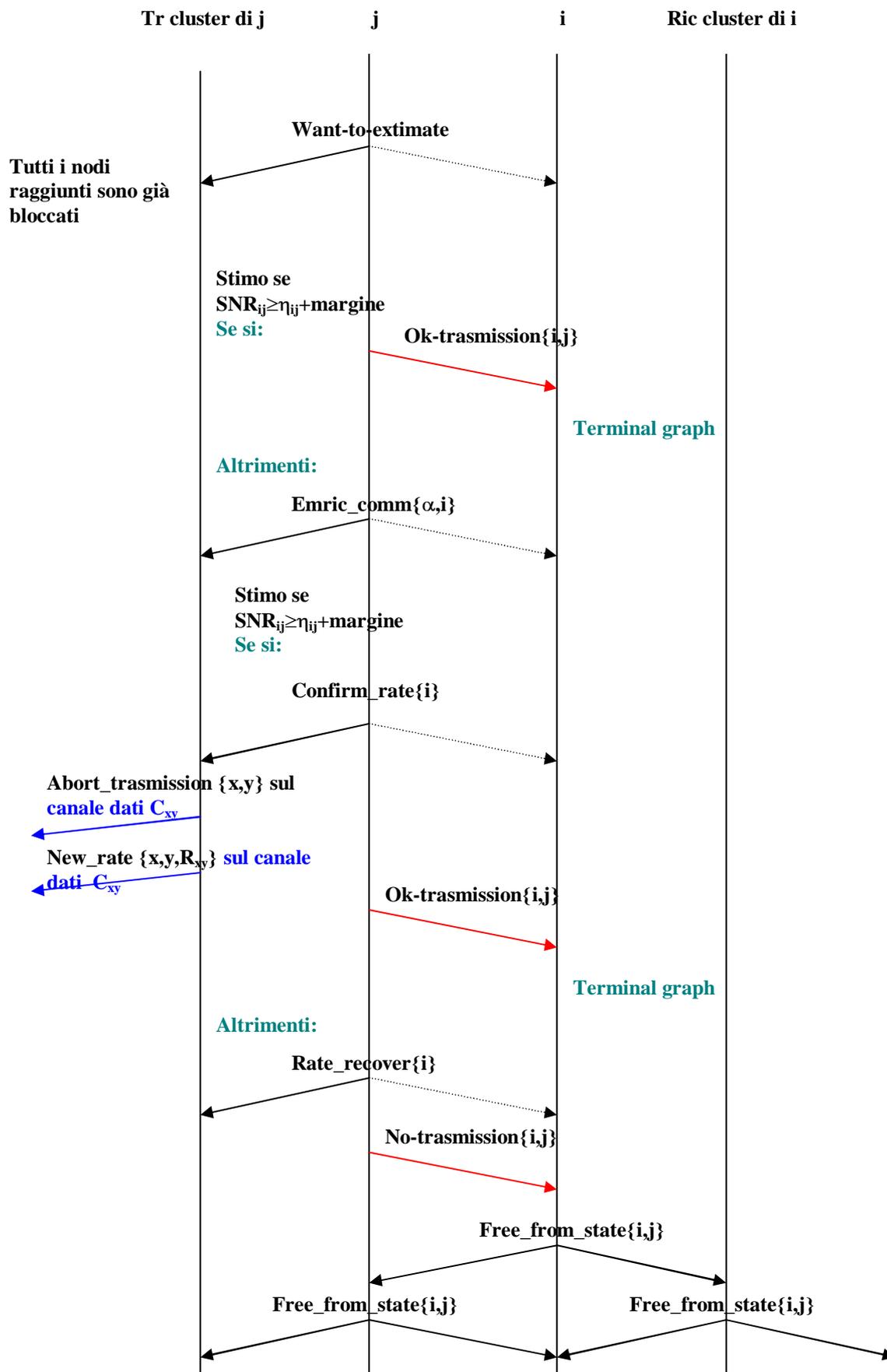
Ciò si esplicita, come già fatto presente, in un differente modo di gestire e redistribuire la banda; unfair nel caso di interazione QoS-BE, fair nel caso di interazione BE-BE. Ulteriormente, abbiamo cercato di differenziare il set-up dei links appartenenti alle due classi di servizio anche dal punto di vista del numero di procedure che nei due casi distinti si attivano; sostanzialmente nel caso QoS si attiva una procedura in più (l' emergenza al ricevitore).

Proprio in relazione a quanto appena scritto graficheremo in maniera distinta i diagrammi di segnalazione relativi alle due classi QoS e BE.

PROTOCOLLO MAC: SET-UP LINK QoS CON EMERGENZE AL TRASMETTITORE E AL RICEVITORE (caso 2)

La prima parte del digramma è identica al caso precedente sino all' arrivo del segnale ACK_RTS, ossia alla verifica da parte del nodo i del soddisfacimento o meno dei vincoli :





Descrizione CASO 2) QoS

Trovarsi nel caso 2) significa aver determinato un valore di potenza necessario all'instaurazione del link i-j ,tale che :

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

$$p_{ij} > \pi_i$$

Ciò significa che il valore di potenza calcolato, è compatibile con la potenza disponibile del nodo ma che tale valore di potenza eccede quella massima sopportabile dai nodi ricevitori adiacenti al nodo i .

Proprio in ragione di questa seconda condizione, il nodo i ,attiva attraverso il segnale EMTR_COMM , la procedura di emergenza al trasmettitore.

PROCEDURA DI EMERGENZA AL TRASMETTITORE

Con tale procedura, i ,richiede ai nodi ricevitori posti nel suo cluster di abbassare il rate di trasmissione dei loro links BE.

Non tutti i links BE saranno soggetti a riadattamento del rate.

In particolare si tenterà di riadattare eventualmente abbattendoli i links per i quali si ha:

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

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

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

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

non avrebbe senso infatti abbattere un link BE quando esiste comunque un limite più stringente non riadattabile.

L' abbassamento del rate effettuato a potenza costante, dovrebbe provocare un contemporaneo innalzamento del rapporto SNR, con la conseguente capacità di sopportare maggiore interferenza da parte del nodo ricevitore.

L' abbassamento non è effettuato in maniera casuale ma secondo un calcolo preciso; ricordiamo che l' AsI del generico ricevitore y del link x-y è :

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

la condizione che noi vogliamo sia verificata dopo il riadattamento è:

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

equivalentemente possiamo imporre che sia verificata la condizione :

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

Imporre tale condizione ci assicura che quando si comincerà trasmettere sul link i-j a potenza p_{ij} , il rapporto segnale-rumore del link x-y sarà :

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

Affinchè tutto ciò sia vero il nuovo rate R_{xy} dovrà essere:

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

Chiaramente se il rate calcolato sarà minore del rate minimo di non abbattimento allora il link verrà abbattuto (o mantenuto costante) . Almeno così è nel caso presente nel quale il link che si vuole instaurare è QoS, dunque a priorità più elevata rispetto ai links BE eventualmente abbattuti; nel *caso 2) BE* che a breve tratteremo la procedura di emergenza è totalmente analoga salvo per il fatto che non sarà possibile abbattere alcun links.

È importante notare come il calcolo del nuovo rate effettuato in sede di simulazione, è eseguito utilizzando il valore di interferenza calcolato nel momento in cui erano state inviate le AsI (segnale Δ_{info}) che non viene ricalcolato. Qualche eventuale abbattimento potrebbe condurre ad una situazione di interferenza migliore per alcuni

links per i quali potrebbe essere evitato il riadattamento. Per quanto ci riguarda abbiamo condotto lo studio nella condizione peggiore.

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

Tornando alla descrizione del caso 2) possiamo dunque affermare che terminata l'emergenza al trasmettitore, ciascun ricevitore posto nel cluster di i , ha riadattato ed eventualmente abbattuto tutte le sue comunicazioni BE attive che erano più limitanti del limite minimo non riadattabile (π_{iQoS}).

Risulta chiaro dunque che se la p_{ij} calcolata è :

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

allora dopo l'emergenza si può cominciare trasmettere.

Qualora ciò non sia vero ($p_{ij} > \Pi_{iQoS}$) è necessario attivare una procedura di emergenza al ricevitore.

Non potendo trasmettere al valore di potenza p_{ij} ci si atterra su un valore di potenza più basso corrispondente proprio al limite minimo non riadattabile Π_{iQoS} .

Con tale valore di potenza che di per sé condurrebbe ad un SNR_{ij} minore di quello voluto, si cerca chiedendo aiuto al ricevitore j , di ottenere ugualmente l' SNR_{ij} richiesto (il valore minimo + il margine).

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 possono aver mutato positivamente la situazione di interferenza al ricevitore j , prima di attivare la procedura di emergenza, j calcola il valore dell' SNR_{ij} e verifica se :

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

Se così non è viene attivata la procedura di emergenza al ricevitore.

EMERGENZA AL RICEVITORE

Attraverso il segnale EMRIC_COMM inviato in broadcast sul canale di segnalazione comune si richiede 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, nella speranza del nodo che attiva la procedura di emergenza, anche un abbassamento della potenza interferente. La potenza p_{xy} del generico trasmettitore x è infatti:

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

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

La distanza è stimabile da parte del nodo, dalla 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 dunque opererà un abbassamento del tipo:

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

Chiaramente se il nuovo rate sarà minore del rate minimo di non abbattimento, il link verrà abbattuto.

La scelta fatta in sede di simulazione è stata quella di utilizzare $\alpha=1$ in modo che i trasmettitori posti ad 1 metro dal ricevitore abbattano sicuramente i loro links BE, links che saranno sicuramente molto interferenti.

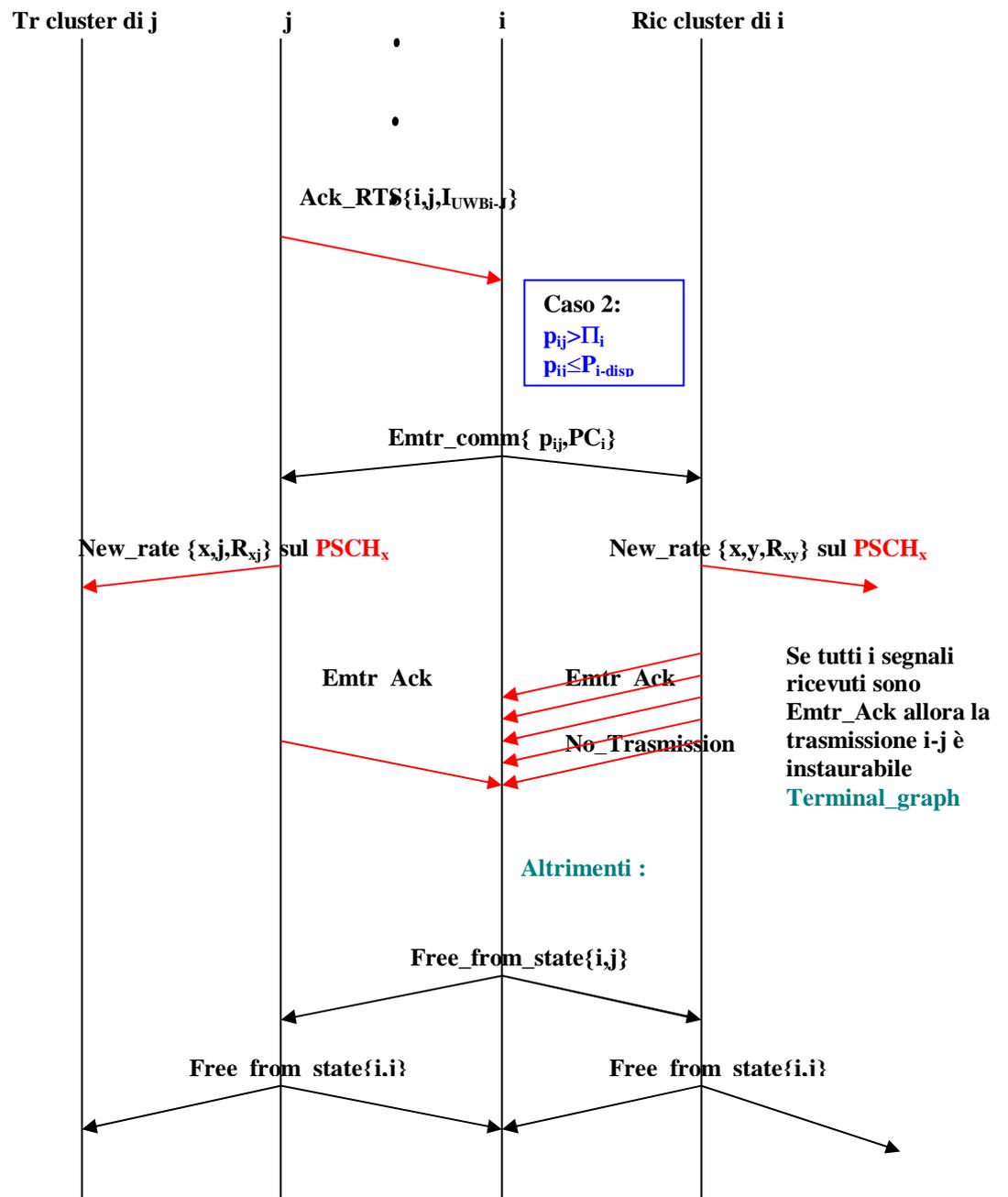
I cambiamenti di rate vengono effettuati avendo preventivamente salvato i valori che si avevano in precedenza. Ciò permette nell' eventualità che il calcolo dell' SNR_{ij} non conduca al risultato sperato che i nodi trasmettitori possano ripristinare il loro vecchio rate. Dunque, più che di un reale abbattimento, possiamo parlare di una momentanea sospensione delle trasmissioni, in attesa di ricevere uno dei due segnali con i quali i, j , indica ai trasmettitori posti nel suo cluster di mantenere i cambiamenti effettuati o ripristinare i vecchi rate.

I due segnali in questione 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 interferenza in j in quanto utilizzano codici ortogonali a C_{ij}).

Chiaramente, ciascuno di essi sancisce rispettivamente, il successo e l'insuccesso della procedura di emergenza al ricevitore con la conseguente instaurazione e non istaurazione del link $i-j$.

PROTOCOLLO MAC: SET-UP LINK BE CON EMERGENZA
AL TRASMETTITORE (caso 2)

La prima parte del digramma è identica al caso 1) sino all' arrivo del segnale ACK_RTS, ossia alla verifica da parte del nodo i del soddisfacimento o meno dei vincoli :



Descrizione CASO 2) BE

Le considerazioni fatte circa le procedure che caratterizzano il caso 2)QoS, possono considerarsi valide anche in questo caso.

La differenza sostanziale sta nel fatto che nel caso del set-up di un link BE manca una 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 links a priorità più bassa.

Differenze, sono tuttavia da ricercarsi anche nel 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.

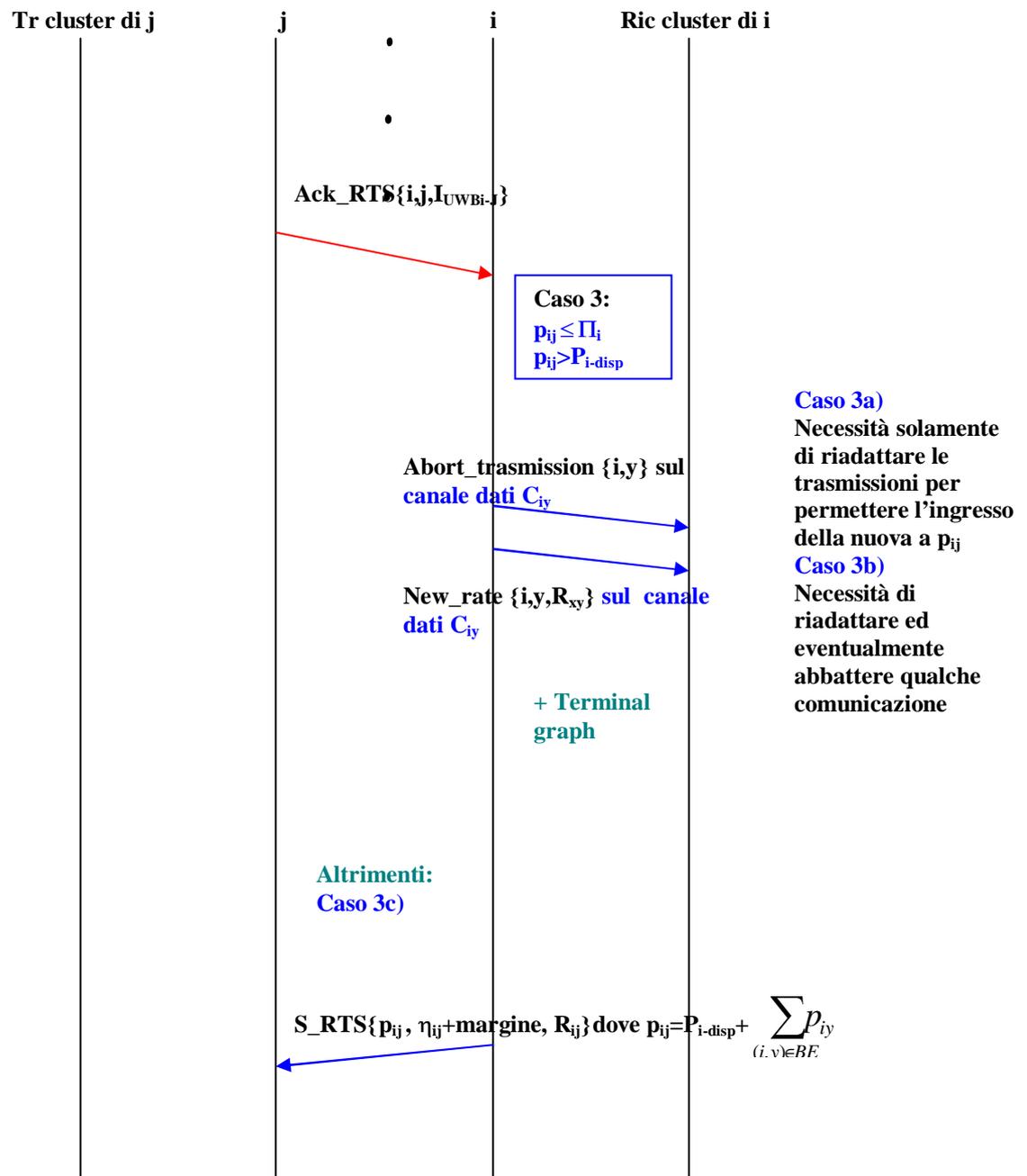
Nel grafico tutto ciò è espresso dalla possibilità di ricevere, da uno o più nodi ricevitori impegnati nella procedura di emergenza al trasmettitore un segnale

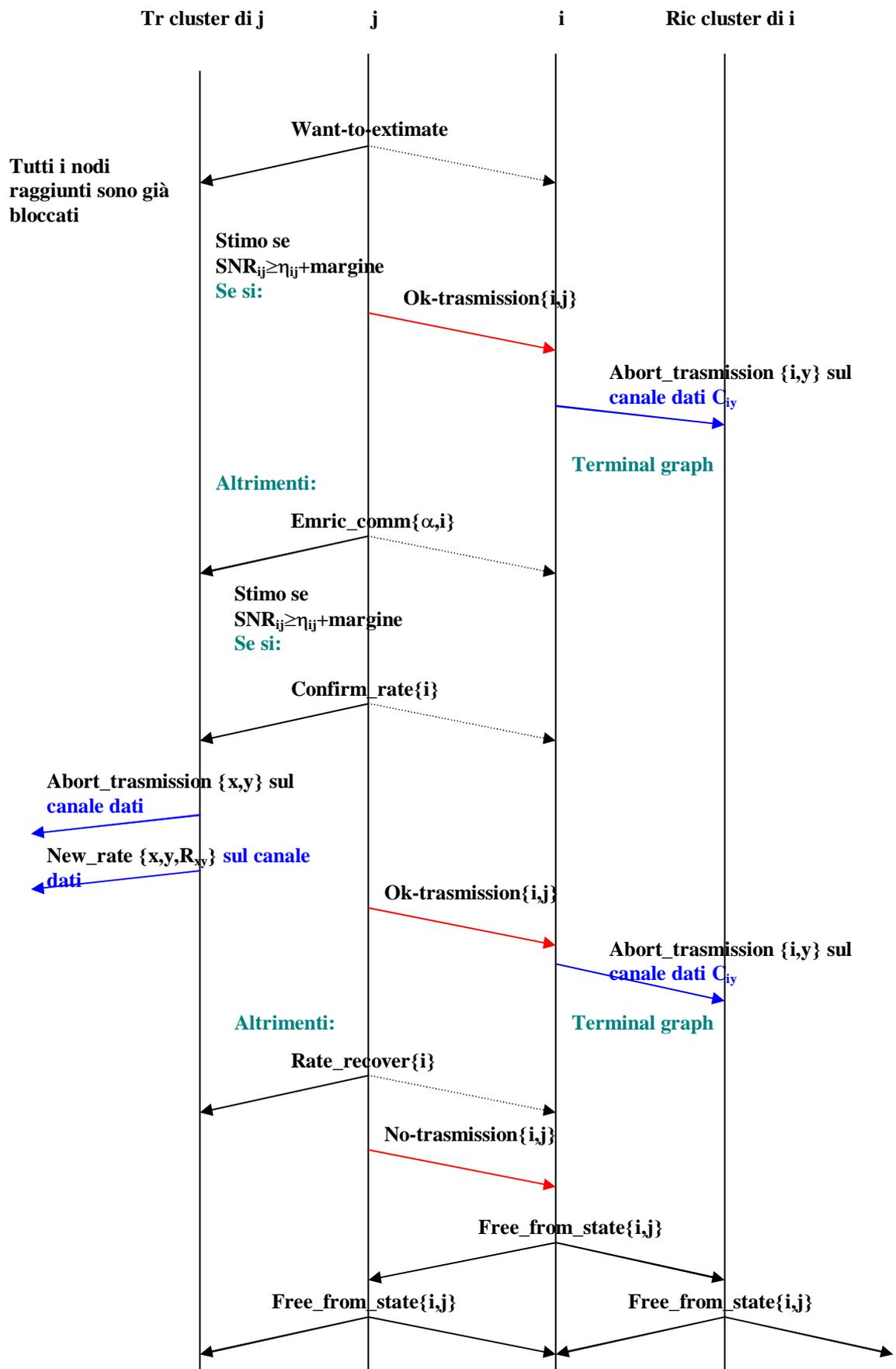
NO_TRASMISSION ; con tale segnale il generico ricevitore comunica ad i che non è stato possibile effettuare i riadattamenti necessari e che dunque la trasmissione i-j non è instaurabile.

L' impossibilità che alcuni links BE vengano abbattuti è dovuta al fatto che il link che si vuole instaurare ha la stessa priorità, quindi nessun diritto di precedenza, sui links già presenti nella rete.

PROTOCOLLO MAC: SET-UP LINK QoS CON EMERGENZE
AL NODO E AL RICEVITORE (caso 3)

La prima parte del digramma è identica al caso 1) sino all' arrivo del segnale ACK_RTS, ossia alla verifica da parte del nodo i del soddisfacimento o meno dei vincoli :





Descrizione CASO 3) QoS

Trovarsi nel caso 3) significa aver determinato un valore di potenza necessario all'instaurazione del link i-j, tale che :

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

$$p_{ij} \leq \pi_i$$

Ciò significa che il valore di potenza calcolato, è compatibile con il valore di potenza massima sopportabile dai nodi ricevitori adiacenti al nodo i, ma che tale valore eccede quella "disponibile" del nodo. Ricordiamo che la potenza "disponibile" rappresenta lo scarto tra la potenza massima emmissibile dal nodo e la potenza che il nodo già impiega nelle sue eventuali altre 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, al solito, la diminuzione del rate di trasmissione delle comunicazioni BE attive del nodo i.

La modalità attraverso la quale tale diminuzione si attua è la seguente.

Viene calcolata la potenza che si aggiungerebbe a quella già disponibile portando il rate delle comunicazioni BE al valore minimo di non abbattimento:

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

Se $p_{ij} \leq P'_{\text{disp}}$ allora i riadattamenti vengono resi effettivi; si ridistribuisce equamente la potenza che avanza ($P'_{\text{disp}} - p_{ij}$) fra le comunicazioni BE consentendo loro di rievolvere il rate di una certa quantità e si instaura il nuovo link alla potenza p_{ij} . Questo è quello che sul grafico abbiamo indicato come *caso 3 a)*. È importante sottolineare come lo scarto di potenza che viene rassegnato alla fine deve essere tale a 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 tale condizione non si verifica, allora si calcola la potenza che si aggiungerebbe a quella già disponibile abbattendo le comunicazioni BE:

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

Se $p_{ij} \leq P''_{disp}$ allora i riadattamenti vengono resi effettivi ; 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 anche tale condizione è disattesa, allora ci si attesta sul valore di potenza massimo liberabile, che è P''_{disp} , e con questo valore si attiva una procedura di emergenza al ricevitore.

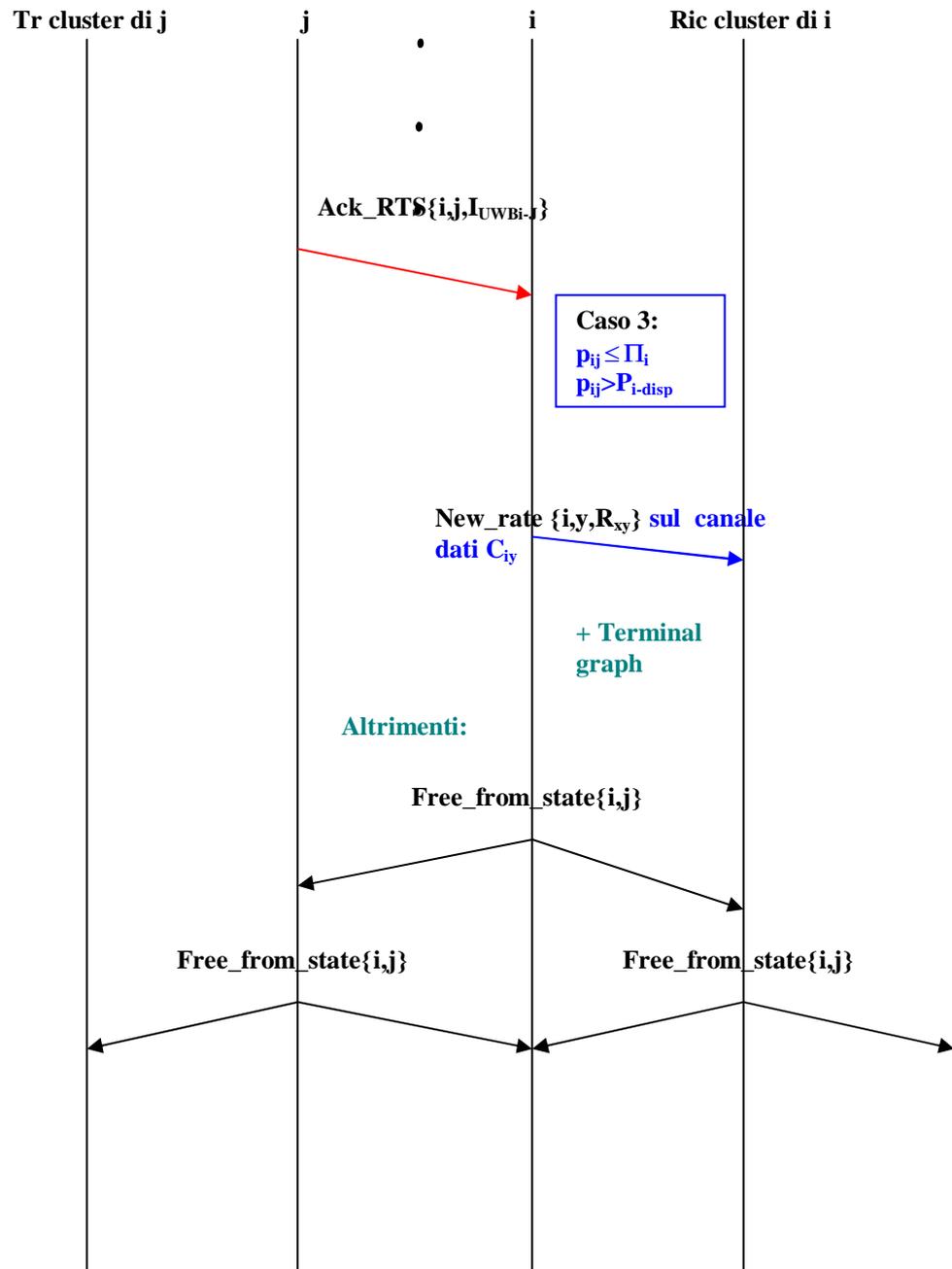
Le considerazioni in questo caso sono totalmente analoghe a quelle che sono state fatte nel caso 2)QoS con la sola differenza che il valore di potenza che questa volta si utilizza è , come specificato P''_{disp} .

L' unica cosa sulla quale è necessario porre l'accento è 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 è andata 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 che è 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, dunque considerarle già abbattute non costituisce errore dal momento che il loro contributo di interferenza sarebbe comunque nullo.

PROTOCOLLO MAC: SET-UP LINK BE CON EMERGENZA AL NODO (caso 3)

La prima parte del digramma è identica al caso 1) sino all' arrivo del segnale ACK_RTS, ossia alla verifica da parte del nodo i del soddisfacimento o meno dei vincoli :



Descrizione CASO 3) BE

Come nel caso 3) QoS l'unica via percorribile per consentire l'instaurazione del nuovo 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 potrà procedere ad alcun abbattimento. Sarà il nuovo link i-j a rinunciare all'instaurazione.

La modalità attraverso la quale si tenta l'instaurazione del nuovo link è la seguente.

Viene calcolata la potenza che si aggiungerebbe a quella già disponibile portando il rate delle comunicazioni BE al valore minimo di non abbattimento:

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

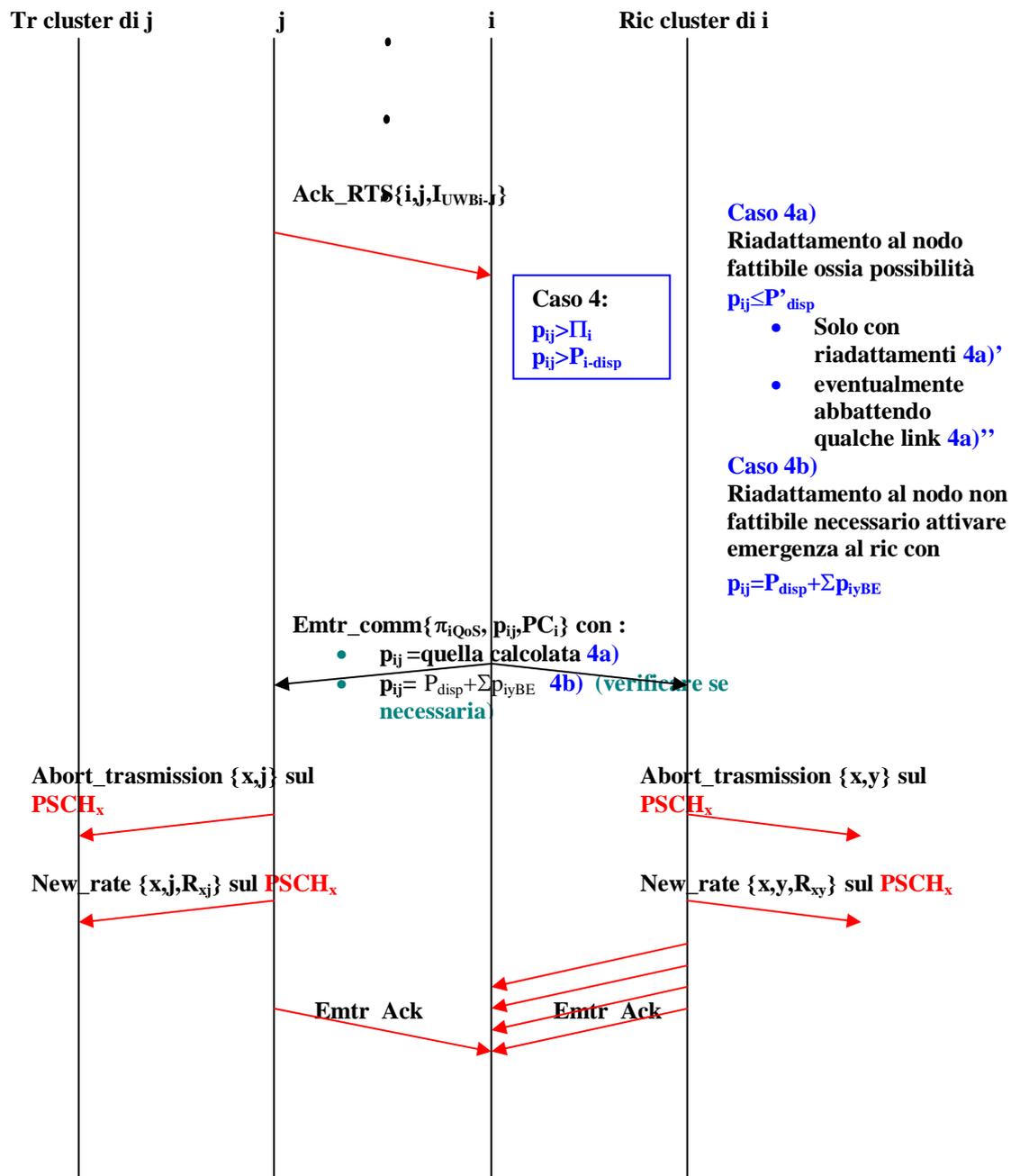
Si porta al valore corrispondente al rate minimo anche la potenza p_{ij} .

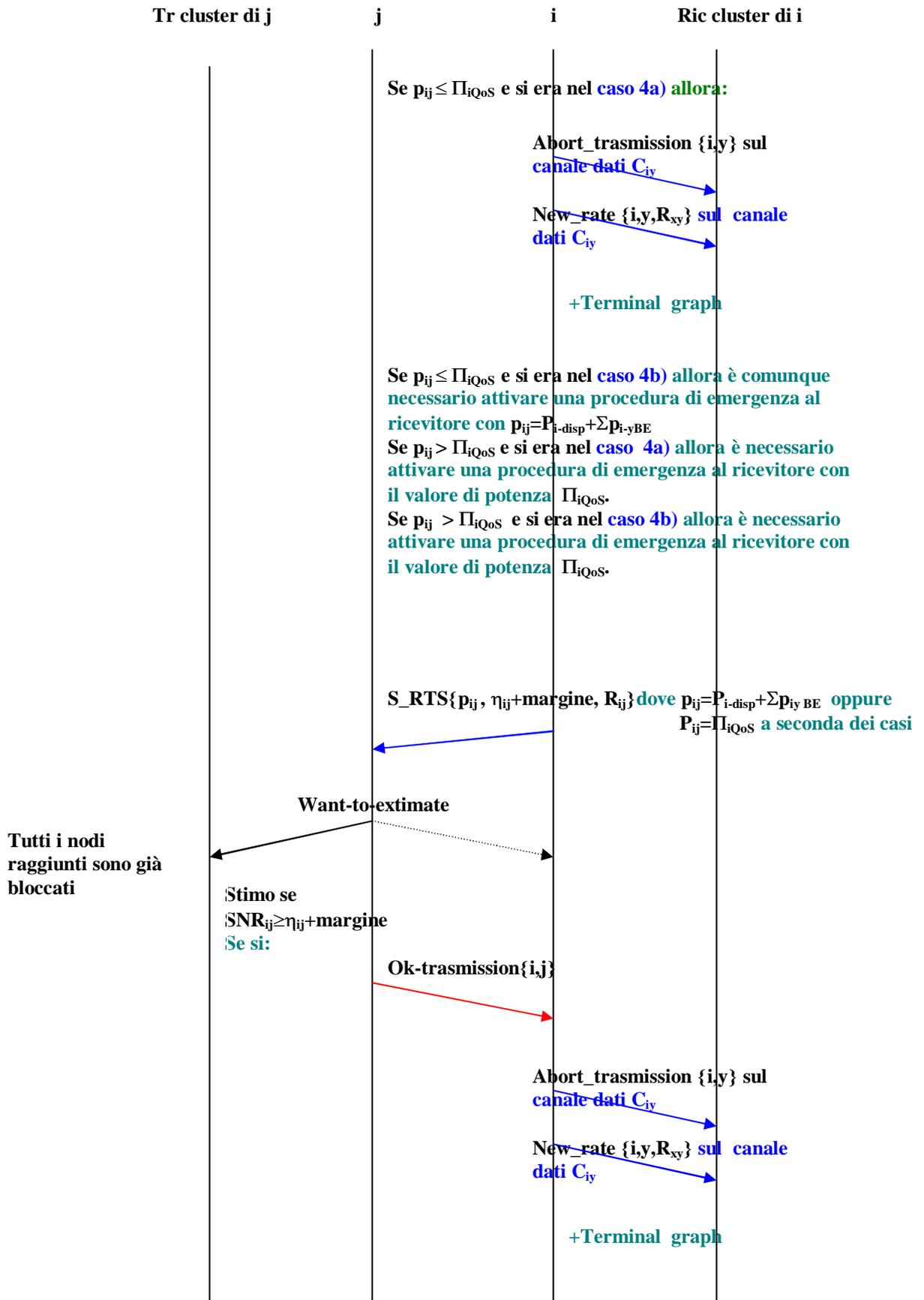
Se $p_{ij}(R_{min}) \leq P'_{disp}$ allora i riadattamenti vengono resi effettivi; si ridistribuisce equamente la potenza che avanza $P'_{disp} - p_{ij}(R_{min})$ fra le comunicazioni BE, compresa la comunicazione i-j che si vuole instaurare, consentendo loro di rievolvere il rate di una certa quantità.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

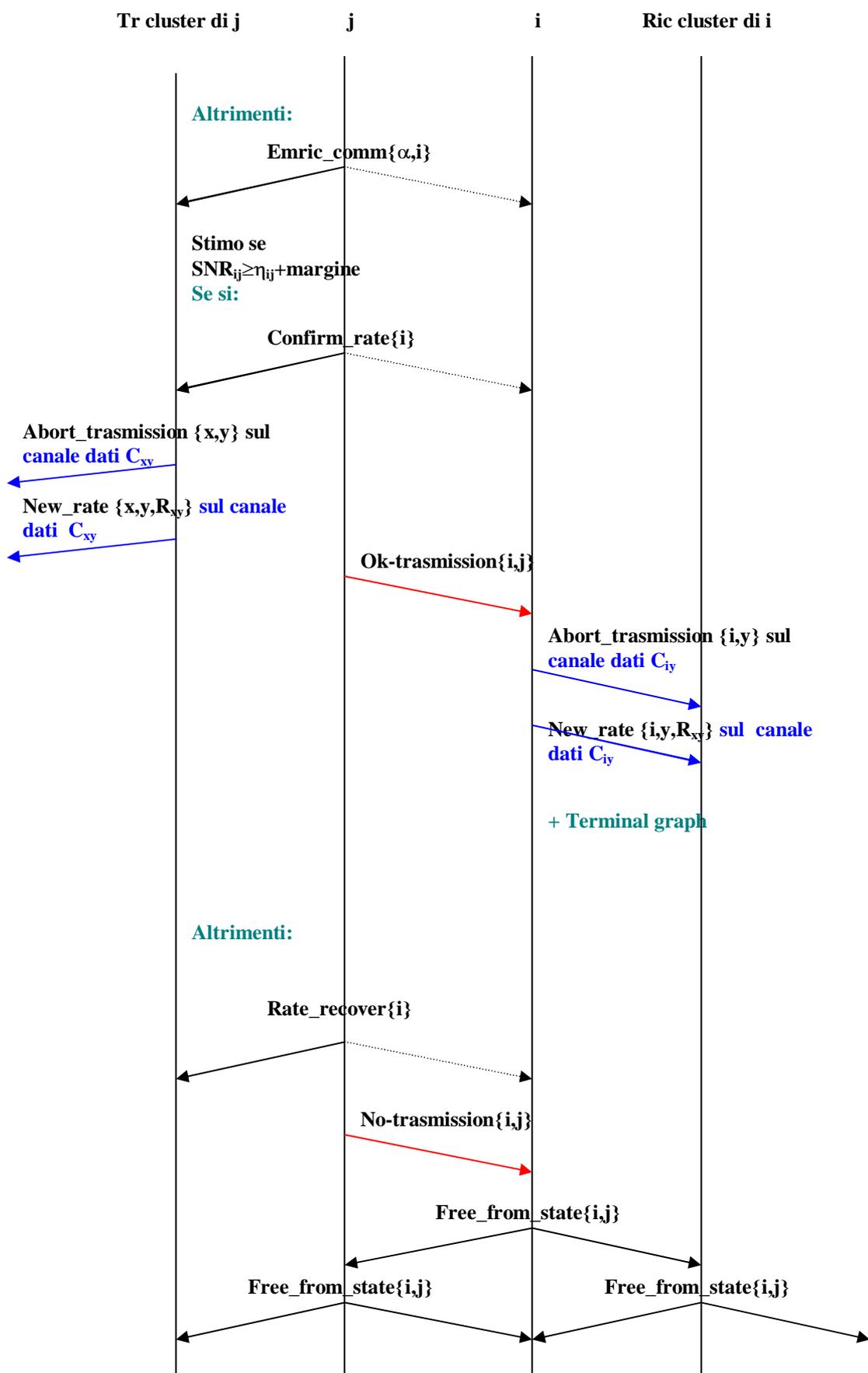
Se $p_{ij}(R_{min}) > P'_{disp}$ allora non è possibile instaurare il nuovo link i-j.

**PROTOCOLLO MAC: SET-UP LINK QoS (caso 4) CON
MANCATO SODDISFACIMENTO DI ENTRAMBI I VINCOLI**

La prima parte del digramma è identica al caso precedente sino all' arrivo del segnale ACK_RTS, ossia alla verifica da parte del nodo i del soddisfacimento o meno dei vincoli :







Descrizione CASO 4) OoS

Il quarto caso rappresenta una sorta di intreccio dei casi trattati in precedenza ed è sicuramente quello di più difficile comprensione.

Trovarsi nel 4° caso significa aver determinato un valore di potenza necessaria all'instaurazione del link i-j (con il valore di probabilità di errore sul bit voluto) tale che :

$$p_{ij} > \pi_i$$

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

per il quale cioè nessuno dei due vincoli che determinano l'ingresso nella rete è soddisfatto.

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.

L'attivazione delle varie procedure segue il seguente iter :

All' inizio si verifica la fattibilità dei riadattamenti al nodo, ossia se è possibile, diminuendo il rate di trasmissione delle altre comunicazioni attive in cui il nodo è impegnato, liberare risorsa tale da consentire l'ingresso della nuova comunicazione alla potenza p_{ij} calcolata.

Se ciò è fattibile (caso 4a) non viene effettuata in maniera concreta alcuna variazione di rate; si procede infatti all'attivazione della procedura di emergenza al trasmettitore e solo dopo aver verificato che essa va a buon fine si rendono effettive le variazioni di rate al nodo i.

Se l' emergenza al trasmettitore non da buon esito allora è necessario attivare una procedura di emergenza al ricevitore con valore di potenza Π_{iQoS} ; solo se essa andrà a buon fine verranno al termine effettuate le variazioni sul rate delle comunicazioni attive del nodo i. Importante notare in questo caso, che essendo entrati in rete ad un valore di potenza più basso di p_{ij} (Π_{iQoS}) sarà necessario liberare una minore potenza di quella preventivata all'inizio, cosa che a maggior ragione sarà possibile senza problemi.

Se l' emergenza al nodo non è fattibile (caso 4b) allora andrà, indipendentemente dall'esito dell' emergenza al trasmettitore, attivata una procedura di emergenza al ricevitore.

Con il valore di potenza massimo liberabile $P''_{i\text{-disp}} = P_{i\text{-disp}} + \sum p_{i\text{-y}} \text{BE}$ va verificato se è necessario attivare la procedura di emergenza al trasmettitore. Se non risulta necessario ($P''_{i\text{-disp}} \leq \Pi_i$) si attiva direttamente la procedura di emergenza al ricevitore col valore di potenza $P''_{i\text{-disp}}$. Se risulta necessario ($P''_{i\text{-disp}} > \Pi_i$) la procedura di emergenza al trasmettitore va attivata col valore di potenza $P''_{i\text{-disp}}$.

Potranno a questo punto verificarsi le due seguenti situazioni:

- $P''_{i\text{-disp}} \leq \Pi_{iQoS}$ che segnala che l'emergenza al trasmettitore va a buon fine ed è necessario attivare la procedura di emergenza al ricevitore con il valore di potenza $P''_{i\text{-disp}}$ ($\leq \Pi_{iQoS}$);
- $P''_{i\text{-disp}} > \Pi_{iQoS}$ che segnala che l'emergenza non è andata a buon fine ed è necessario attivare la procedura di emergenza al ricevitore con il valore di potenza Π_{iQoS} .

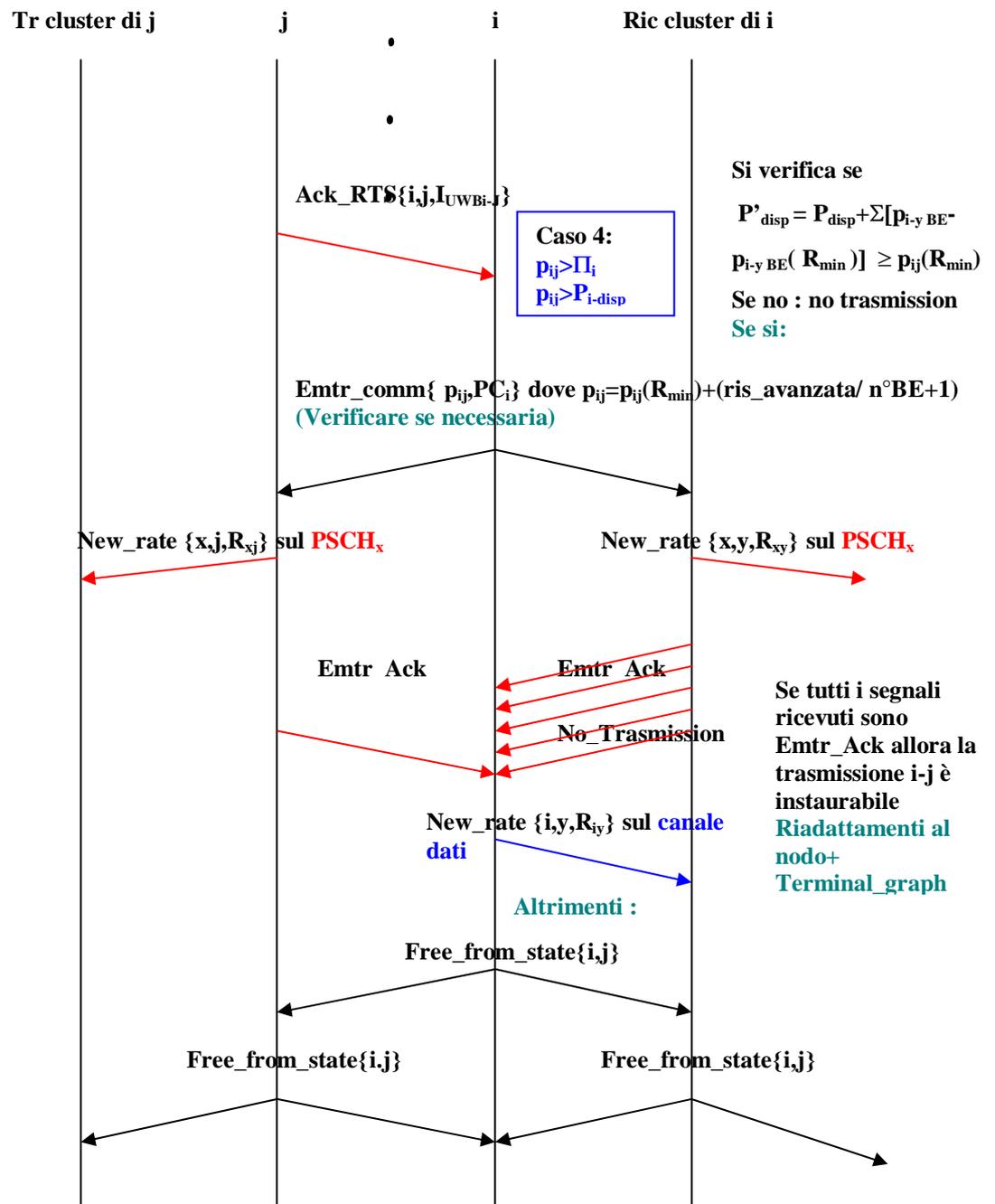
Dunque la procedura di emergenza al ricevitore va attivata indipendentemente dall' esito della procedura di emergenza al trasmettitore anche se *dall' esito di quest'ultima dipende il valore di potenza con il quale la procedura di emergenza al ricevitore viene attivata.*

Al solito le variazioni sui rate delle comunicazioni attive del nodo i saranno eseguite in maniera effettiva solo quando si è certi che la procedura di emergenza al ricevitore conduce all' instaurazione del link.

Ribadiamo come sia possibile fare ciò, in quanto le altre comunicazioni attive del nodo i non vengono coinvolte nè nella procedura di emergenza al trasmettitore, nè in quella di emergenza al ricevitore.

**PROTOCOLLO MAC: SET-UP LINK BE (caso 4) CON
MANCATO SODDISFACIMENTO DI ENTRAMBI I VINCOLI**

La prima parte del digramma è identica al caso 1) sino all' arrivo del segnale ACK_RTS, ossia alla verifica da parte del nodo i del soddisfacimento o meno dei vincoli :



Descrizione CASO 4) BE

Nella fase iniziale si verifica se la potenza disponibile al nodo, ottenuta dopo aver portato al rate minimo le sue comunicazioni attive, sia tale da consentire l'ingresso al rate minimo della nuova comunicazione. Analiticamente :

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

Se ciò non è verificato non esistono le condizioni per instaurare la nuova comunicazione dunque il nodo i procederà all'invio del segnale di sblocco dei nodi impegnati nel suo set-up (FREE_FROM_STATE) e così faranno a loro volta i nodi ricevitori posti nel suo cluster.

Se ciò è verificato e avanza una certa quantità di potenza, essa va equamente ridistribuita fra le comunicazioni BE già presenti al nodo i e la nuova comunicazione compresa; il loro rate potrà rielevarsi di una certa quantità rispetto al valore minimo. È importante sottolineare come al momento nessuna variazione sui rate sia effettiva ; tutto è 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 è 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; chiaramente nel caso in cui non sia necessaria la comunicazione può instaurarsi direttamente.

Se l'emergenza al trasmettitore va a buon fine allora è possibile instaurare la nuova comunicazione.

Possibili situazioni di blocco dovute al problema dei set-up concorrenti

Abbiamo accennato al ruolo che alcuni segnali rivestono (e.g: WANT_TO_EXTIMATE, Δ_NEED) nell'ambito del problema dei set-up concorrenti. Sostanzialmente l'arrivo di tali segnali blocca in uno stato BUSY{ i,j } i nodi che li ricevono. Lo scopo è quello di

evitare che nodi impegnati nel set-up di un link, vengano contemporaneamente impegnati nel set-up di altri links.

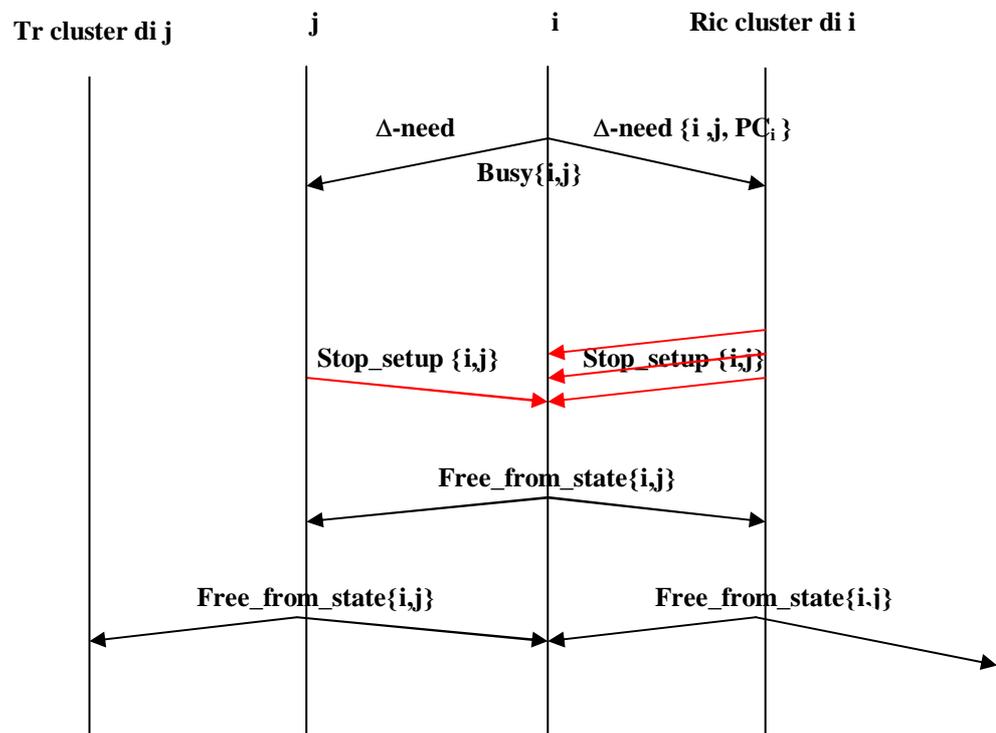
Non si è però illustrata la possibilità che i nodi destinatari siano già bloccati in uno stato $BUSY\{k,r\}$ e che dunque sia il set-up del nuovo link $\{i-j\}$ a doversi interrompere. In questo paragrafo illustreremo tali situazioni.

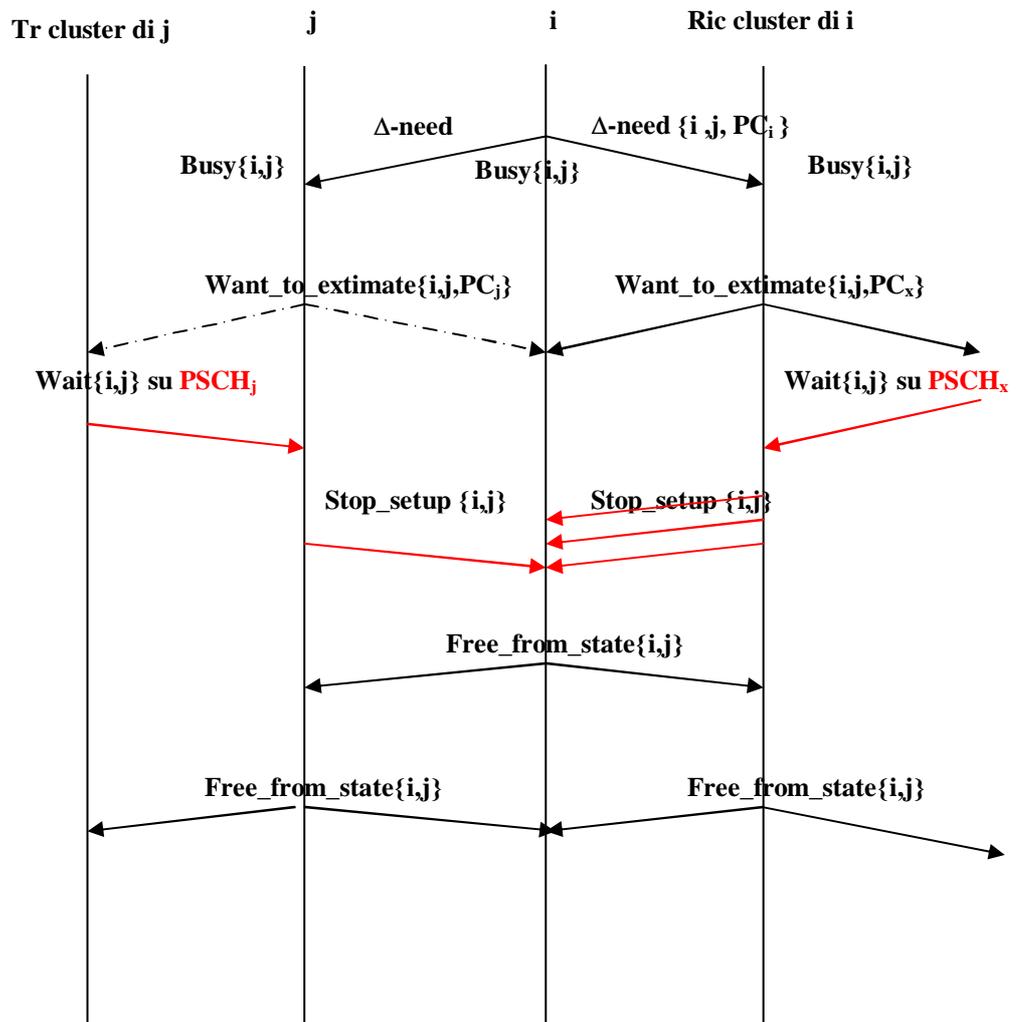
Supponiamo sia in atto il set-up del link $\{i-j\}$; i nodi impegnati in tale set-up e che come tali vanno bloccati in uno stato $BUSY$ sono i nodi ricevitori nel cluster del nodo i (nodi dai quali provengono le AsI) e i trasmettitori posti nel cluster di ciascun singolo ricevitore (dalle cui trasmissioni dipende la stima delle AsI) il blocco dei quali dovrebbe tutelarci dalla possibilità che qualcuno di essi inizi una nuova trasmissione.

Il blocco del set-up del link $i-j$ potrà dunque verificarsi in due possibili situazioni:

- Nodo ricevitore nel cluster del nodo i impegnato nel set-up di un altro link;
- Nodo trasmettitore nel cluster di uno dei ricevitori posti nel cluster del nodo i impegnato nel set-up di un altro link.

Nelle due situazioni intervengono due nuovi segnali; si tratta del segnale di $WAIT$ e del segnale di $STOP SET-UP$. Analizziamo i diagrammi di temporizzazione relativi alle due situazioni accennate:





CAPITOLO 4

SCELTE DI PROGETTO E DESCRIZIONE DEI RISULTATI DI SIMULAZIONE

4.1 LIMITI SULLA POTENZA EMISSIBILE

Come ampiamente esposto nei precedenti capitoli la potenza totalmente emissibile da un nodo è un parametro soggetto a regolamentazione che riveste nel caso delle trasmissioni UWB particolare importanza. Pur se intrinsecamente la tecnica di trasmissione UWB tende a rendere il più piatto possibile lo spettro del segnale trasmesso chiaramente l'entità di tale appiattimento dipende dalla potenza con la quale il segnale viene trasmesso. Dalla sua scelta dipende una delle caratteristiche che rendono più attrattivo l'utilizzo di tale tecnica trasmissiva la coesistenza con altri sistemi radio.

Attualmente, in particolare per ciò che riguarda la possibilità di realizzare reti wireless UWB, si è in una fase di studio e dunque non ci sono ancora direttive precise da parte degli organi regolamentatori circa la potenza trasmissibile dal singolo nodo. Volendo essere più precisi possiamo affermare che esiste una regolamentazione che contempla la trasmissione del singolo dispositivo UWB ma tale regolamentazione deve essere ancora sviluppata in un contesto di rete UWB.

Potrebbe infatti verificarsi che dispositivi che singolarmente trasmettono rispettando i limiti imposti, producano insieme una potenza in aria che eccede tali limiti.

La regolamentazione cui facciamo riferimento è la PARTE 15 dell' FCC (Federal Communications Commission) organo regolamentatore statunitense.

4.1.1 Regolamentazione del massimo livello di emissione: PARTE 15 FCC

I limiti imposti dalla corrente PARTE 15 dell' FCC [10] per *i trasmettitori definiti intenzionali* sono 12 nW/MHz per frequenze minori di 960 MHz, e 75nW/MHz per frequenze maggiori di 960 MHz.

Per quanto riguarda i limiti relativi *alle trasmissioni non intenzionali* si opera una distinzione in classi, classe A e classe B.

I dispositivi appartenenti alla classe A sono quelli in uso ambienti commerciali, industriali o di affari mentre quelli appartenenti alla classe B sono quelli in uso in ambienti domestici: PCs, calcolatori, etc.

I limiti relativi ai dispositivi di classe B sono essenzialmente gli stessi esplicitati sopra per i trasmettitori intenzionali.

I limiti relativi ai dispositivi di classe A sono 147 nW/MHz per frequenze minori di 960 MHz e 300 nW/MHz per frequenze maggiori di 960 MHz.

Ribadiamo come i limiti di cui sinora si è discusso sono relativi al singolo dispositivo non necessariamente UWB e che tali limiti siano riferiti alla potenza media emessa dal generico dispositivo.

Per quanto ci riguarda si è considerata la trasmissione UWB come una trasmissione intenzionale e si è scelto per essa, essendo lo spettro del segnale UWB esteso da zero ad alcuni GHz, il limite trasmissivo più stringente 12 nW/MHz .

4.2 DIMENSIONAMENTO DELLA CELLA UWB

Come specificato in gran parte della letteratura UWB, può ragionevolmente assumersi, che lo spettro del segnale si estenda da zero a $2/T_m$ essendo T_m la larghezza dell' impulso. La frequenza centrale di funzionamento è chiaramente $f_c=1/T_m$.

Considerando l'impulso proposto in [1] per esso si ha $T_m=0,75$ nsec da cui $B=2,66$ GHz . Imponendo il limite FCC sulla potenza media trasmessa si ricava un valore di potenza massimo trasmissibile dal generico dispositivo UWB pari a :

$W_{lim} \cong 32 \mu W$ (potenza media su T_f)

Si è scelto di dividere equamente tale valore massimo di potenza in modo da riservarne la metà per la segnalazione e l'altra metà per le trasmissioni dati:

$$W_{max} = W_{segnalazione} = 16 \mu W$$

La scelta ha una duplice motivazione. La massima potenza trasmissibile sul canale dati determina sostanzialmente il raggio di copertura della cella UWB. Scegliere una potenza di segnalazione pari alla massima potenza trasmissibile sul canale dati (avendo equamente diviso il valore limite) assicura che i pacchetti di segnalazione inviati in broadcast dal generico nodo raggiungano tutti i terminali posti nel cluster del nodo stesso.

La seconda motivazione dipende dalla possibilità di realizzare nello stesso intervallo di tempo T_f la trasmissione di impulsi associati ad un pacchetto dati e quella di impulsi associati ad un pacchetto di segnalazione. La scelta operata assicura che anche in una situazione, peraltro molto comune, come quella considerata si rimanga complessivamente al di sotto del limite FCC.

Importante è notare come la considerazione fatta rimane valida anche nel caso in cui un nodo sia impegnato in più comunicazioni dati. Sarà infatti il protocollo gestire le varie trasmissioni in modo che complessivamente non si ecceda il valore massimo (W_{max}). Come fatto presente nel precedente capitolo nella trattazione relativa al protocollo si è fatto riferimento alla seguente espressione del rapporto SNR che in luogo delle ampiezze di picco del segnale trasmesso considera le potenze medie di segnale :

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

Volendo tradurre il limite sulla massima potenza trasmissibile (W_{max}) espresso in Watt in termini di potenza di segnale espressa in Volt² si è utilizzata l' impedenza del vuoto $Z = 120\pi \cong 377 \Omega$ ricavando un valore di potenza massimo di segnale pari a:

$$P_{max} = P_{segnalazione} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ (volt}^2 \text{)}$$

Esaurite le considerazioni fatte riguardo alla massima potenza trasmissibile il passo successivo da compiersi nella definizione della cella UWB è la scelta del modello di canale dal quale dipendono i valori delle attenuazioni g_{ij} .

Si è scelto di considerare un modello di attenuazione per il quale la dipendenza dalla distanza è del tipo d^{-4} :

$$g = \frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{c}{4\pi fd} \right)^\xi \quad \text{con } \xi = 4$$

La scelta dell' esponente di path loss pari a 4, avallata anche nello studio fatto in [3] del quale si è ampiamente discusso nel capitolo 3, consente una valutazione delle prestazioni nel caso che, a ragione, possiamo definire il "peggiore" dal punto di vista dell' attenuazione.

Ricordando che il valore della frequenza centrale è $f_c = 1/T_m = 1,33 \text{ GHz}$ l' attenuazione di canale può essere scritta anche come :

$$g = \frac{103 \cdot 10^{-9}}{d^4}$$

Sostituendo tale espressione in quella relativa al rapporto segnale/rumore ed esplicitando rispetto alla distanza d è possibile determinare al variare del rate di trasmissione e parametrizzando rispetto al valore dell' SNR quale sia la copertura massima di un nodo trasmettitore :

$$d^4 = \frac{m_p^2 P_{ij}}{N_o m_p E_w R_{ij} SNR_{ij}} 103 \cdot 10^{-9} \quad \text{dove } N_o = 4,142 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}$$

La determinazione del raggio di copertura è effettuata nell' ipotesi semplificativa che non si abbia interferenza da accesso multiplo. Il valore di m_p (correlazione del singolo impulso ricevuto con il segnale sagoma) e quello di E_w (energia dell' impulso) utilizzati sono relativi all' impulso proposto in [1] ; per semplicità ci riferiremo ad esso come impulso di SCHLOTZ (dal nome dell' autore dell' articolo).

È importante notare come tali valori così come quello di σ_a^2 che non compare nella formula che stiamo analizzando siano strettamente dipendenti dalla forma dell' impulso e dalla sua durata dunque un qualsiasi cambiamento nelle caratteristiche dell' impulso implica un cambiamento nel valore di questi parametri.

In [7],[12] viene proposta una forma alternativa dell' impulso trasmesso corredata come avevamo anticipato di valori diversi di m_p , E_w e σ_a^2 . Ci siamo riferiti ad essa come impulso di TIME-DOMAIN dal nome della compagnia che ne propone l'utilizzo. Il dimensionamento della cella UWB è stato eseguito utilizzando anche questa versione dell' impulso e i risultati sono stati confrontati con quelli ottenuti utilizzando l'impulso di Scholtz. Chiaramente essendo diversa la durata T_m del monociclo oltre ai parametri sopra elencati sarà diversa l' occupazione spettrale del segnale, la frequenza centrale di lavoro e di riflesso la potenza massima trasmissibile dedotta dal limite imposto dall' FCC.

Di seguito presentiamo i grafici ottenuti nei due dimensionamenti; evidenziamo per chiarezza le grandezze che cambiano in rapporto alla scelta dell' impulso da utilizzare attraverso le quali detti grafici sono stati tracciati:

Grandezze legate all' impulso di SCHOLTZ

banda = 2.66 GHz

potenza massima trasmissibile (W_{max}) = 16 μ W \Rightarrow ($Z=120\pi$) $P_{max}= 6*10^{-3}$ volt²

durata impulso = 0.75 ns

frequenza centrale = 1.33 GHz

$m_p=1.7464*10^{-10}$

$E_w=(3*\tau_m)/8 = 1,079*10^{-10}$ dove $\tau_m = 0.2877*10^{-9}$ sec (parametro legato alla larghezza dell' impulso)

Grandezze legate all' impulso di TIME-DOMAIN

banda = 4 GHz

potenza massima trasmissibile (W_{max}) = 24 μ W \Rightarrow ($Z=120\pi$) $P_{max}= 9*10^{-3}$ volt²

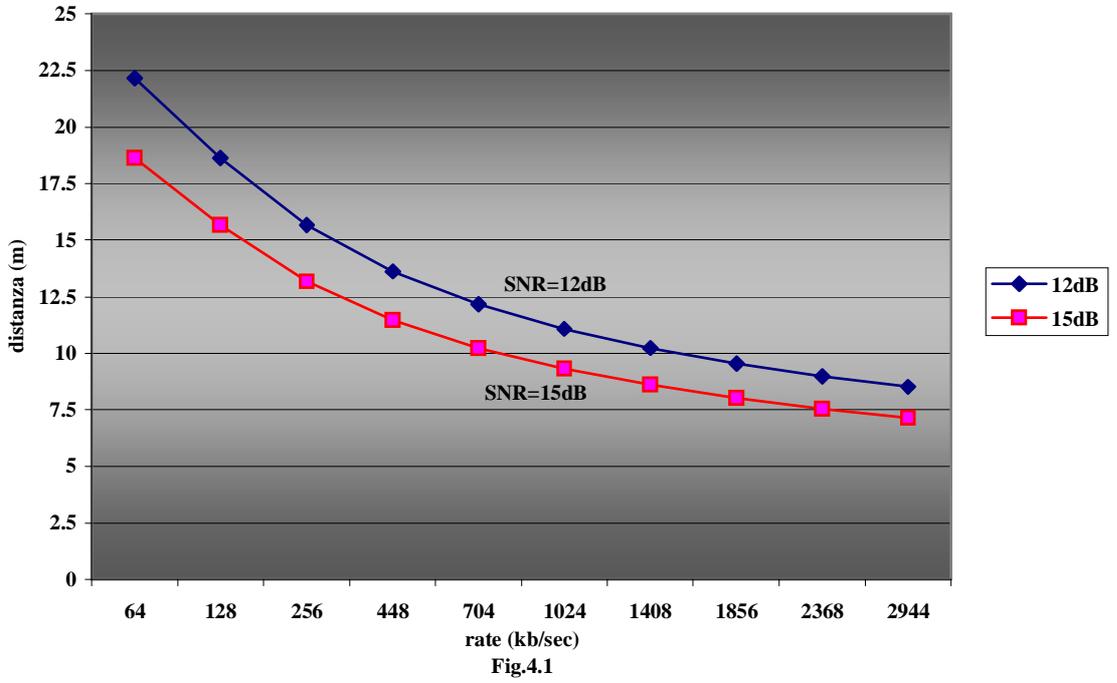
durata impulso = 0.5 ns

frequenza centrale = 2 GHz

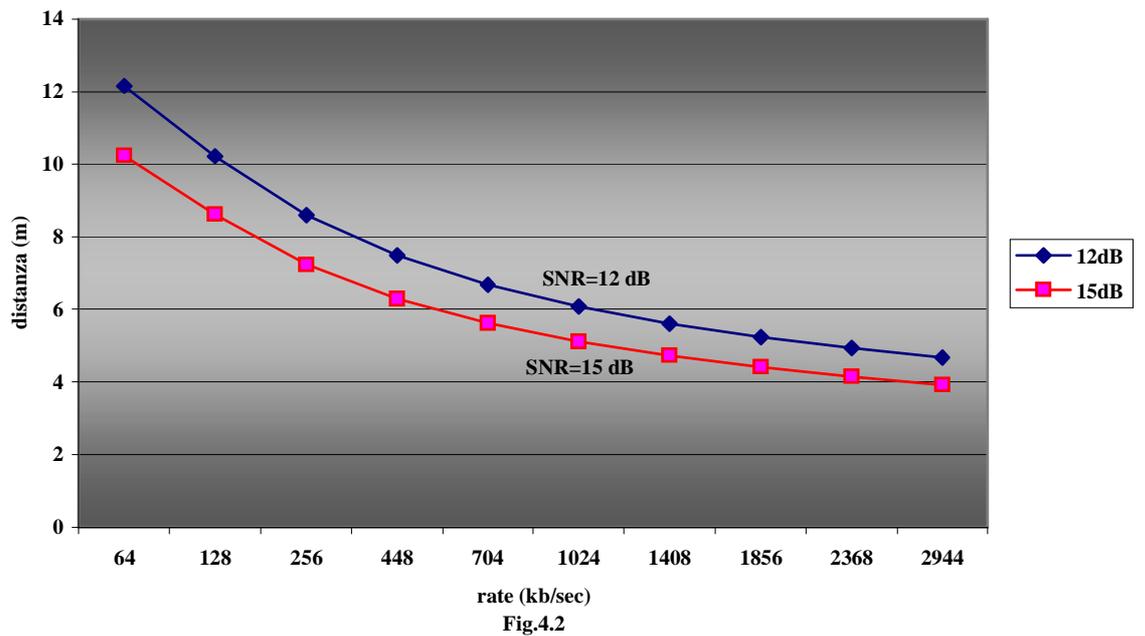
$m_p=2.7724*10^{-10}$

$E_w = \frac{e * T_m}{\sqrt{6}} = 5.54*10^{-10}$ dove $T_m= 0,5*10^{-9}$ sec (durata dell' impulso)

Dimensione Cluster ottenuta utilizzando in trasmissione l' impulso di Scholtz



Dimensione del cluster ottenuta utilizzando in trasmissione l' impulso di Time-domain



Dai grafici è possibile desumere come in generale l' impulso di Scholtz consente di ottenere raggi di copertura più grandi rispetto quelli ottenibili con l' impulso di Time – domain. Ciò è essenzialmente dovuto al modello di attenuazione scelto che varia con la quarta potenza della frequenza. Nei due casi infatti sia l' energia dell' impulso che la potenza massima ad esso associabile sono fra loro comparabili dunque a creare la disparità di prestazioni è la frequenza centrale dipendente dalla durata dell' impulso che vale rispettivamente :

$$f_c^{\text{Scholtz}} = 1,33 \text{ GHz}$$

$$f_c^{\text{Time-domain}} = 2 \text{ GHz}$$

In conclusione, alla luce dei risultati ottenuti, *si è scelto di far riferimento nella simulazione all' impulso di Scholtz*. Esso consente come è possibile apprezzare nella fig. 4.1 di considerare *un raggio di copertura della cella UWB di dieci metri* al variare del rate trasmissivo, anche concedendo un margine di 3dB sull' SNR.

4.3 DESCRIZIONE DEL MODELLO DI SIMULAZIONE

Nel presente paragrafo si vuole dare una breve descrizione delle modalità attraverso le quali si è realizzata l'implementazione su calcolatore del protocollo accuratamente descritto nel capitolo precedente.

Il modello di simulazione è realizzato in linguaggio C++.

I parametri MAC dipendenti dalla scelta dell' impulso che intervengono nelle formule utilizzate nella definizione del protocollo, sono costanti globali all' inizio del programma. Per essi si sono assunti i valori proposti in [1] relativi all' impulso di Scholtz la cui scelta è stata motivata nel paragrafo precedente. Per completezza riportiamo di seguito tali valori :

$$m_p = 1,7464 * 10^{-10} \Rightarrow m_p^2 = 0,0305 * 10^{-18}$$

$$\sigma_a^2 = 0,006045 * 10^{-20} \Rightarrow \sigma^2 = \sigma_a^2 T_f = 6,045 * 10^{-30}$$

$$E_w = \int_{-\infty}^{\infty} w^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right]^2 e^{-4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2} dt = \frac{3}{8} \tau_m = 1.079 * 10^{-10}$$

La generica simulazione è realizzata disponendo su un area di studio quadrata la cui dimensione è settabile all'inizio del programma, un numero generico di nodi in maniera random. Anche il numero di nodi costituisce un parametro determinabile all'inizio della simulazione così come la distanza minima fra essi che nella maggior parte delle simulazioni eseguite abbiamo posto essere 1 metro.

I nodi così distribuiti costituiscono potenziali trasmettitori o ricevitori. Si assume l'assenza di mobilità e un raggio di copertura per ciascuno di essi pari a dieci metri (la cella UWB è costruita intorno a ciascun nodo).

Ciascun nodo potrà essere impegnato in più trasmissioni o ricezioni contemporanee; proprio in ragione di ciò vengono definiti all'interno del programma due array di puntatori la cui dimensione è pari a quella del numero di nodi settata all'inizio. L'elemento i -esimo nei due array fa riferimento allo stesso nodo i visto rispettivamente lato trasmissione e ricezione. Esso punterà rispettivamente alla lista di record corrispondente alle trasmissioni e ricezioni nelle quali al generico istante di tempo t il nodo i è impegnato.

Il record corrispondente alla generica trasmissione/ricezione contiene nei suoi campi tutte le informazioni utili relative alla comunicazione in corso: potenza, rate, tipo di link (BE/QoS), indice del ricevitore/trasmettitore utile, istante di tempo nel quale la comunicazione esaurisce il suo tempo di vita.

Si è indicato con SNR_{rif} il rapporto segnale rumore minimo richiesto da ciascun link che si instaura all'interno della rete mentre con $deltasnr$ si fa riferimento al margine su tale minimo che viene richiesto per l'istaurazione. Con R_{minBE} si è indicato invece il rate minimo di non abbattimento caratteristico della classe BE. Anche questi parametri, come gli altri presentati, sono variabili da ingresso a discrezione dell'utente che voglia utilizzare il simulatore.

È possibile fissare un tempo di simulazione che come mostreremo nei paragrafi a seguire si è cercato di dimensionare in modo da raggiungere un valore medio di regime in termini di links instaurati.

Rivestono inoltre una certa importanza i parametri che abbiamo indicato con AV (average value). Con AV1 si è indicato il tempo medio di arrivo che intercorre tra una

richiesta di instaurazione e la successiva. I tempi di interarrivo sono assunti essere a distribuzione esponenziale negativa ($p(x) = \frac{1}{x} e^{-\frac{x}{x}}$).

Analoga distribuzione è scelta per i tempi che determinano la durata di una comunicazione. La durata media di vita di un link è indicata con AV2.

All' inizio di ogni simulazione viene generata una matrice attraverso la routine crealista nella quale vengono memorizzati tutti i links che si cercherà di instaurare durante la simulazione. Ciascuno di essi sarà caratterizzato da una richiesta in termini rate oltre che da campi che ne identificano il tipo (QoS/BE), gli indici propri dei nodi implicati, e la durata prevista (il link può essere abbattuto prematuramente se è BE).

Le richieste di rate si assumono variabili tra $R_{\min BE}$ e 1 Mbit/sec indipendentemente dalla classe di traffico. La differenza tra le due classi si esplicita nel modo in cui tale risorsa è gestita nell' arco della comunicazione.

La matrice non ha dimensione fissa ma è allocata dinamicamente in modo che il numero di links che si cercherà di instaurare dipenda dal tempo di simulazione e dalla frequenza delle richieste (AV1).

Per semplicità si è scelto di considerare indipendenti tra loro la frequenza delle richieste e la densità dei nodi in una data area di studio, ciò sicuramente può essere considerato uno spunto per futuri miglioramenti.

4.4 IMPATTO DELL' INTERFERENZA DA ACCESSO MULTIPLO SUL SISTEMA DI COMUNICAZIONE UWB

Si è ampiamente descritto quale sia il meccanismo che consente ad una nuova comunicazione di instaurarsi. L'instaurazione ha successo se il valore di potenza necessario (che consente alla nuova comunicazione di instaurarsi con un rapporto segnale/rumore pari a $SNR_{rif} + \text{margine}$) è tale da non produrre un abbassamento dell' SNR dei ricevitori che popolano il suo cluster al di sotto del limite minimo.

Il tutto in pratica si regge sul margine concesso sul rapporto segnale/rumore minimo che è quello che consente ad una comunicazione già presente in rete di sopportare l'ingresso di nuove comunicazioni senza che ciò degradi oltre il minimo la loro QoS.

Con il grafico seguente si è voluto dare una misura dell' impatto che un interferente ha su una comunicazione in atto al variare della sua distanza dal ricevitore utile. È un grafico realizzato supponendo che l' interferente trasmetta alla potenza massima dedotta dal limite dell' FCC pari a $P_{\max}=6*10^{-3}$ volt².

Perdita SNR dovuta ad interferenza

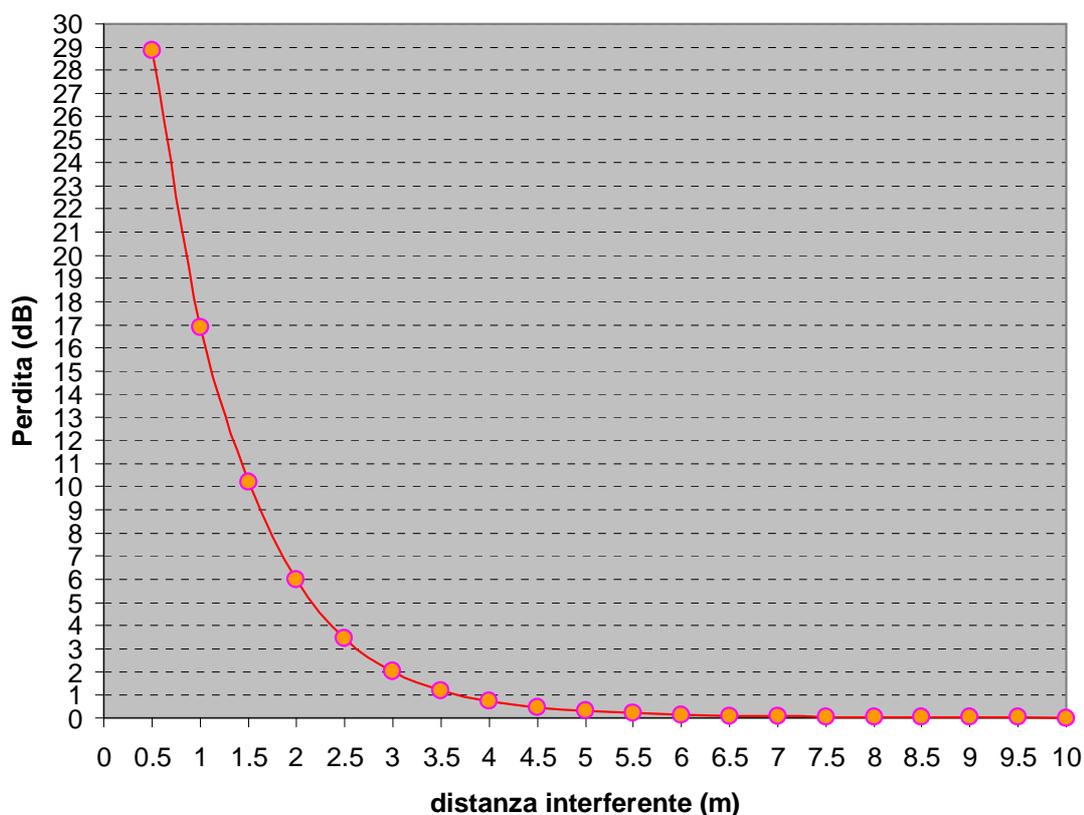


Fig. 4.3

Come si può notare un interferente posto a distanza inferiore a 3 metri provoca una degradazione nell' SNR della comunicazione in atto superiore a 3 dB dunque non bilanciabile attraverso il margine (supponendo che esso sia proprio pari a 3 dB). Chiaramente ciò si traduce nell' impossibilità da parte dell' interferente posto a distanza inferiore a 3 m di stabilire la nuova comunicazione.

4.5 DESCRIZIONE E COMMENTO DEI GRAFICI DI SIMULAZIONE

Nel presente paragrafo verranno presentati e descritti i grafici realizzati in sede di simulazione. Si tratta di grafici mirati a determinare la validità del protocollo e con i quali si cerca di stimare il guadagno in termini di comunicazioni instaurate che la sua applicazione produce.

I parametri di simulazione fissati che hanno condotto alla determinazione del grafico che di volta in volta verrà presentato verranno commentati insieme ai risultati della simulazione.

Grafico di confronto tra l'evoluzione ideale e quella reale della rete

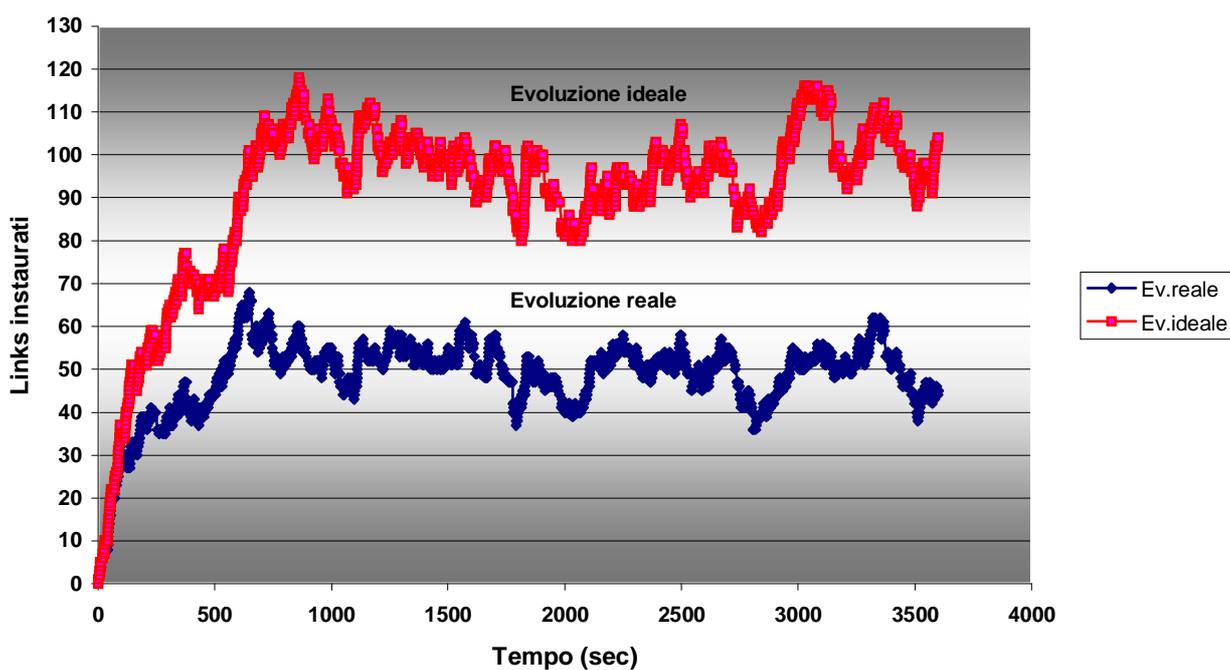


Fig. 4.4

Tale grafico è mirato alla determinazione del numero medio di links che a regime sono contemporaneamente attivi all' interno della rete.

La sua utilità in ambito più strettamente legato alla simulazione è stata quella di consentire il dimensionamento di un tempo di simulazione tale da poter raggiungere detto valore di regime.

Le ipotesi di simulazione nelle quali è stato effettuato lo studio sono le seguenti:

Condizioni di studio:

SNR_{rif}=12 dB
DELTA_SNR=3 dB
W_{max} = 16 microwatt
Area di studio=400 m²
Densità di nodi=0.25 nodi/m²
Numero di nodi=100
Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec
Durata media di vita di un link=180 sec
Numero di simulazioni mediate=1
Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec
Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione=1862
Percentuale traffico QoS=50%
Percentuale traffico BE=50%
Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Il grafico è stato ottenuto campionando la rete negli istanti di tempo nei quali si instaura un nuovo link e verificando in tali istanti quanti siano i links contemporaneamente attivi. Il computo è effettuato non operando alcuna distinzione tra links QoS e links BE. Come termine di confronto si è considerata quella che abbiamo denominato “evoluzione ideale della rete nel tempo”. Si tratta del numero di links che negli stessi istanti di campionamento avrebbero dovuto essere contemporaneamente attivi qualora tutte le richieste di instaurazione fossero soddisfatte. È una situazione ideale in quanto per ragioni legate all’interferenza non è chiaramente possibile instaurare tutti i links che ne fanno richiesta.

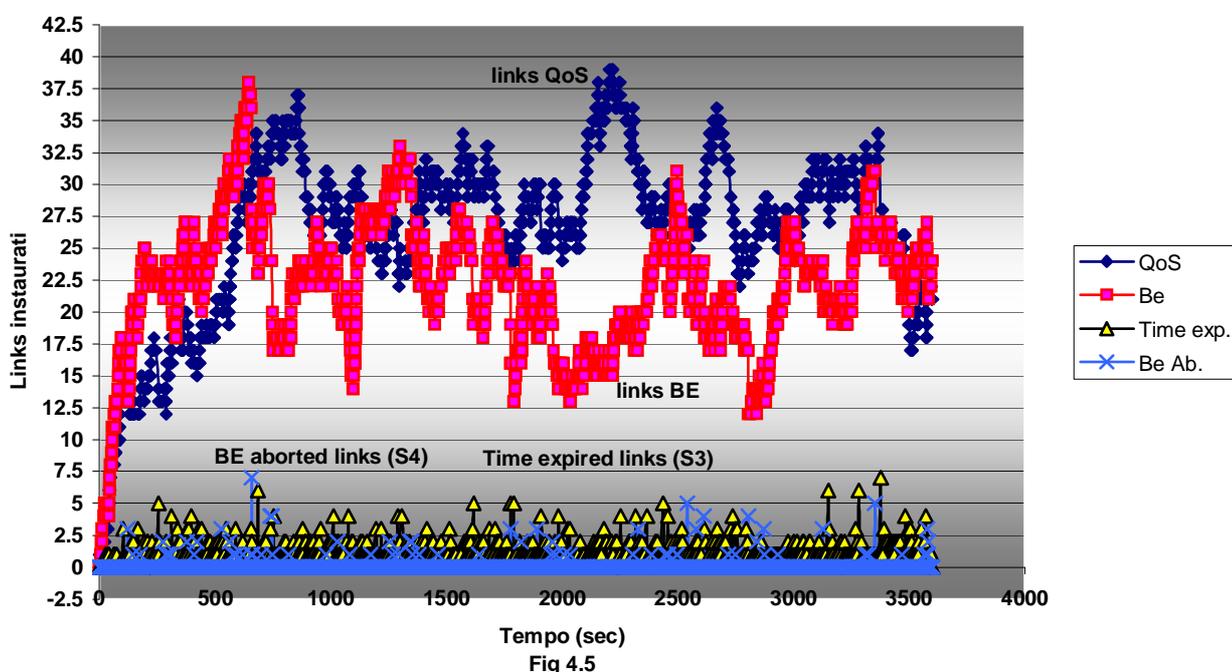
La simulazione mostra come scegliendo un tempo di simulazione pari a 3600 sec (= 1 h) venga raggiunto un valore medio di links instaurati che si mantiene costantemente intorno a 60.

A completamento del grafico appena discusso può considerarsi il seguente grafico dedotto a partire dalle stesse ipotesi di simulazione.

Si tratta di un grafico che fornisce rispetto al grafico precedente una lettura più capillare di ciò che accade istante per istante nella rete. Negli stessi istanti di campionamento

considerati in precedenza si sono controllati indipendentemente il numero di links QoS e il numero di links BE contemporaneamente attivi. Per fornire una lettura più precisa del grafico si sono inoltre considerati i links esaurito il loro tempo di comunicazione abbandonano la rete (*Time expired links*) e i links BE che sono stati costretti ad abbandonare prematuramente la rete per favorire l'ingresso di links di tipo QoS a più alta priorità (*BE aborted links*).

Analisi dell'evoluzione temporale della rete (links QoS /BE)



La lettura del grafico sembra rispettare quelle che erano le nostre aspettative. Durante il transitorio la rete tende a soddisfare indiscriminatamente richieste d'instaurazione d'entrambi i tipi sino al raggiungimento del valore di regime. Possiamo notare come superata la fase transitoria il numero di links complessivamente attivo nella rete sia compatibile con il valore medio evidenziato nel grafico precedente. Risulta interessante notare come a picchi corrispondenti ad un numero elevato di links QoS instaurati corrispondano picchi "negativi" relativi ai links BE presenti nella rete.

Ciò, quando il congestionamento della rete non permette alternative, coincide con intervalli di tempo nei quali alcuni links BE sono costretti forzatamente a liberare la risorsa da loro impegnata.

Questo comportamento era ciò che ci aspettavamo accadesse essendo i links QoS a priorità più elevata rispetto ai links BE.

Gli intervalli di tempo nei quali c'è una crescita contemporanea del numero di links dei due tipi sono al contrario giustificabili notando che essi sono successivi ad intervalli di tempo nei quali c'è stato un decongestionamento della rete che permette tali crescite.

Ci siamo sinora soffermati su grafici che danno ragione dell'evoluzione temporale della rete. Consideriamo ora dei grafici attraverso i quali sia possibile valutare il guadagno in termini prestazionali prodotto dal protocollo.

Il seguente grafico mostra il numero di links instaurati in funzione della densità di nodi calcolata su un area di studio di 400m^2 . La scelta dell'area di studio non è casuale; si è volutamente scelta un'area di studio non troppo elevata in modo che il protocollo avesse un impatto sull'instaurazione dei links anche nell'ipotesi in cui la densità di nodi sia molto bassa.

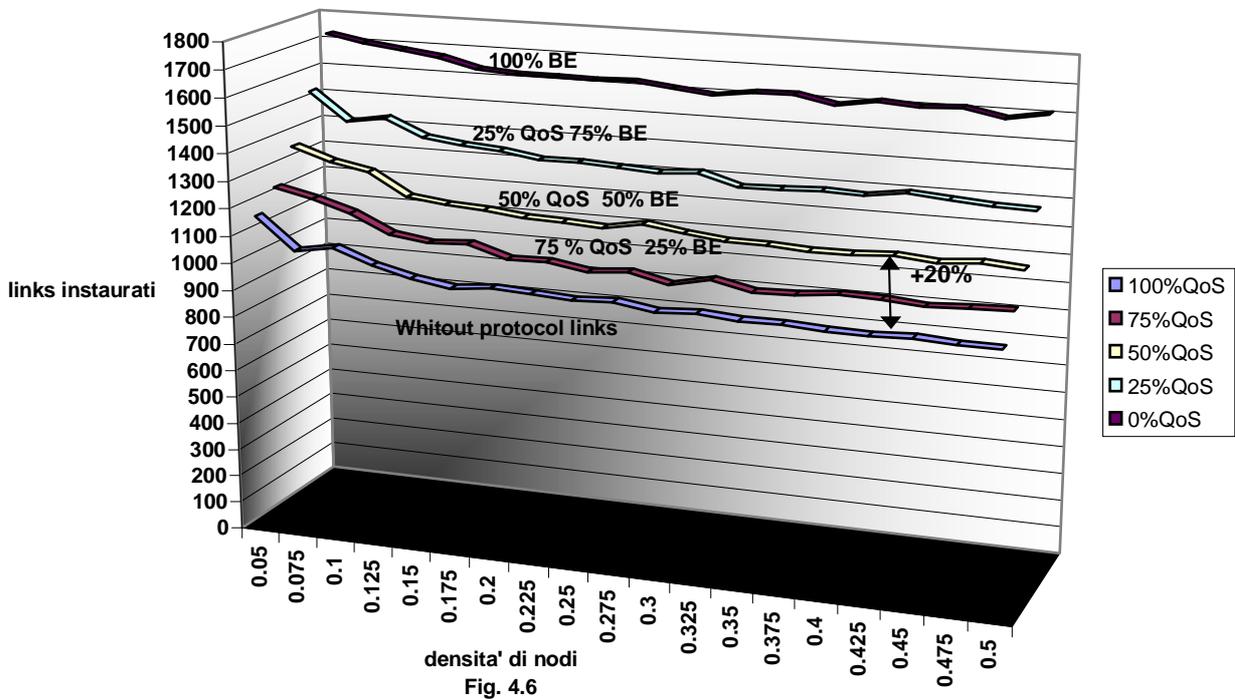
Le curve sono parametrizzate in funzione delle percentuali di traffico dei due tipi e confrontate con la curva corrispondente al numero di links che si sarebbero instaurati in assenza di protocollo. Tale curva risulta essere coincidente con quella tracciabile considerando una percentuale di traffico uguale al 100% QoS. In questa situazione infatti le procedure di redistribuzione della risorsa che caratterizzano il protocollo non si attivano mai e un nuovo link per instaurarsi deve attendere che qualcuno dei links già attivi nella rete esaurisca il suo tempo di comunicazione.

Ciascun punto delle curve di cui si compone il grafico, corrispondente ad una data densità e percentuale di traffico, è il risultato della media di 10 simulazioni. Le condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate, sono mostrate insieme al grafico. Il numero medio di richieste nel tempo di simulazione è circa 1840 indipendentemente dalla densità di nodi e dalle percentuali di traffico (tale valore dipende dal tempo di simulazione e dalla frequenza con la quale le richieste di instaurazione si manifestano). La curva che meglio approssima questo valore è come possiamo notare quella corrispondente ad una percentuale di traffico uguale al 100% BE. Ciò era

Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB
DELTA_SNR=3 dB
W_{max} = 16 microwatt
Area di studio=400 m²
Densità di nodi=**variabile**
Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec
Durata media di vita di un link=180 sec
Numero di simulazioni mediate=10
Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec
Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (**variabile**)
Percentuale traffico QoS=**variabili**
Percentuale traffico BE=**variabili**
Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Links instaurati al variare della densita' di nodi parametrizzate al valore delle percentuali di traffico dei due tipi



prevedibile essendo in questa situazione quasi sempre possibile operare una redistribuzione della risorsa.

Più in generale possiamo notare un progressivo miglioramento rispetto alla condizione di assenza del protocollo all'aumentare del traffico BE. Questo è dovuto proprio alla possibilità in presenza di questo tipo di traffico di operare dei riadattamenti altrimenti non possibili.

Volendo concentrare la nostra attenzione sull'andamento di ciascuna curva possiamo notare come la situazione in termini di links instaurati peggiori all'aumentare della densità di nodi in maniera sostanziale sino ad una densità pari 0.2 nodi/m^2 per poi attestarsi su dei valori pressochè costanti.

Il peggioramento all'aumentare della densità di nodi era prevedibile, aumentando con essi, la possibilità che si generino situazioni di interferenza che impediscano a nuovi links di instaurarsi. Era anche ipotizzabile che questo peggioramento a partire da una determinata densità potesse in qualche modo stabilizzarsi, risultando insensibile ad ogni ulteriore aumento.

Sofferamoci ora sull'effetto che la variazione del parametro DELTA_SNR produce sul numero di links instaurati.

Tale parametro riveste un'importanza fondamentale nella definizione del protocollo poichè da esso dipende la capacità di un link di sopportare interferenza aggiuntiva eventuale, dunque la possibilità che nel cluster fisico del ricevitore possano instaurarsi nuove comunicazioni.

Abbiamo voluto verificare, attraverso un grafico di simulazione, come all'aumentare del parametro DELTA_SNR migliorino le cose in termini di links instaurati.

Tale grafico mostra il numero di links instaurati in funzione della densità di nodi attraverso curve parametrizzate al variare di DELTA_SNR.

Analogamente al grafico precedente ciascun punto delle curve è il risultato della media di 10 simulazioni. Le condizioni di studio comuni alle varie simulazioni sono mostrate insieme al grafico.

Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB

DELTA_SNR=variabile(0..3dB)

W_{max} = 16 microwatt

Area di studio=400 m²

Densità di nodi=variabile

Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec

Durata media di vita di un link=180 sec

Numero di simulazioni mediate=10

Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec

Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (variabile)

Percentuale traffico QoS=50%

Percentuale traffico BE=50%

Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Links instaurati al variare della densita' di nodi parametrizzate al valore di delta_snr (0..3)

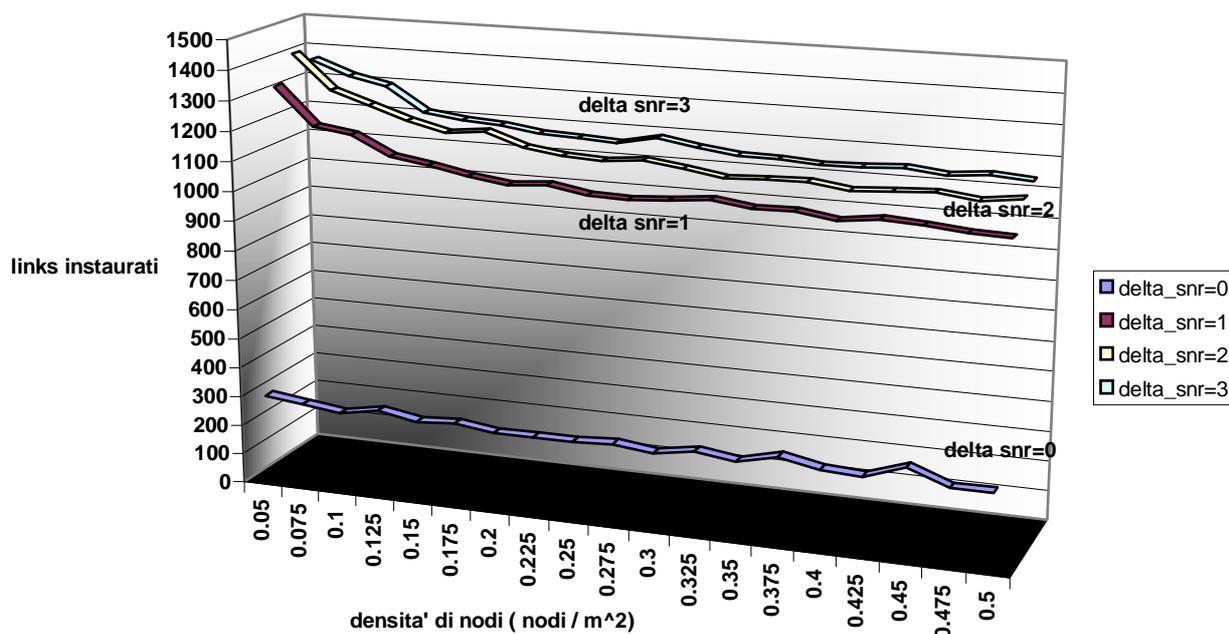


Fig. 4.7

Come era prevedibile la situazione è tanto migliore quanto più elevato è il valore di DELTA_SNR.

Interessante e in qualche modo sorprendente è il balzo in termini di links instaurati che si ha tra il valore di DELTA_SNR=0 e DELTA_SNR=1.

Ciò è spiegabile nel modo seguente. Avere un margine pari a zero sul rapporto segnale/rumore significa, una volta che un link si sia instaurato, non permettere che alcun altro link si instauri sino quando il link precedente non abbia esaurito il suo tempo di comunicazione (questo discorso è puramente qualitativo e non tiene conto della priorità fra i links). Era dunque ipotizzabile che le prestazioni in questa situazione di lavoro dovessero essere estremamente basse.

Fra i valori di DELTA_SNR che vanno da 1 a 3 non si verificano guadagni in termini di links instaurati sostanziali anche se il miglioramento risulta progressivo.

Volendo concentrare l'attenzione sulla singola curva possiamo notare come la situazione sia tanto peggiore quanto maggiore è la densità di nodi; questo come avevamo fatto notare nel grafico precedente dipende dall'aumento, insieme al numero di nodi, delle possibili situazioni di interferenza che ostacolano l'instaurazione di nuovi links.

Vogliamo presentare ora dei grafici nei quali si è cercato di evidenziare più nello specifico grazie a quali tra le procedure di cui il protocollo si compone, i links instaurati grazie ad esso, completano il loro set-up.

È bene sottolineare come l'attivazione di una procedura in luogo di un'altra sia strettamente dipendente dalla topologia della rete. A parità di nodi e nelle stesse condizioni di simulazione, a seconda di come si distribuiscono i nodi nell'area di studio possono variare notevolmente le cose tra una simulazione e la successiva.

Proprio alla luce di questa considerazione si è voluto mediare i risultati su un numero molto elevato di prove (e.g: 100) in modo da dare una rilevanza a livello statistico allo studio eseguito.

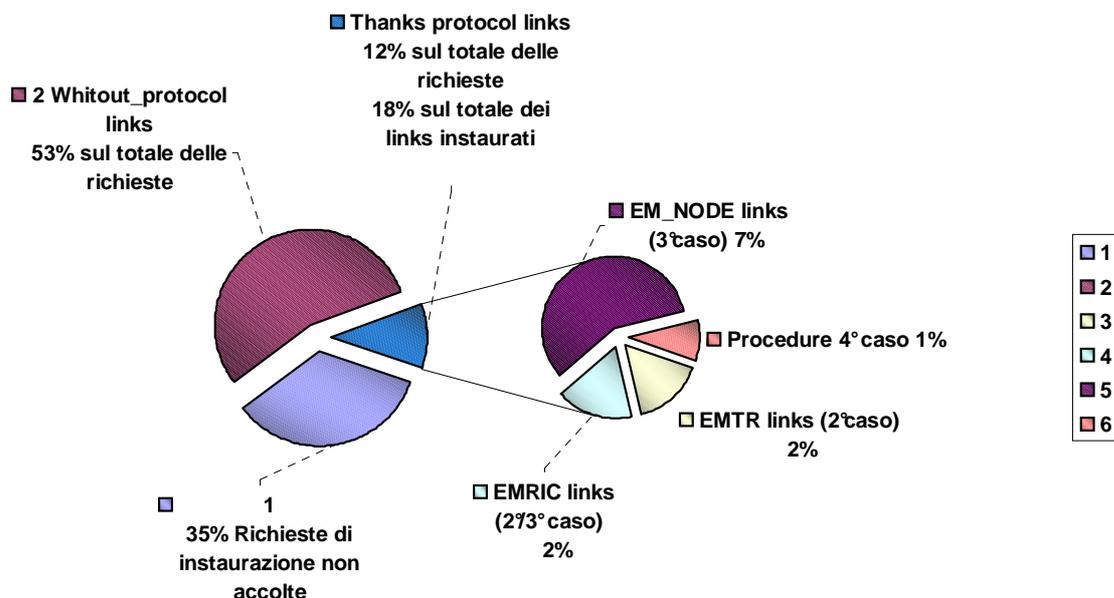
Abbiamo concentrato la nostra analisi sui links di tipo QoS che rivestono sicuramente un'importanza maggiore rispetto ai links BE.

Le condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate sono mostrate insieme ad ogni grafico.

Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB
 DELTA_SNR=3 dB
 W_{max} = 16 microwatt
 Area di studio=400 m²
Densità di nodi=0,0625 nodi/m²
 Numero di nodi=25
 Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec
 Durata media di vita di un link=180 sec
Numero di simulazioni mediate=100
 Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec
 Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (*variabile*)
 Percentuale traffico QoS=50%
 Percentuale traffico BE=50%
 Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

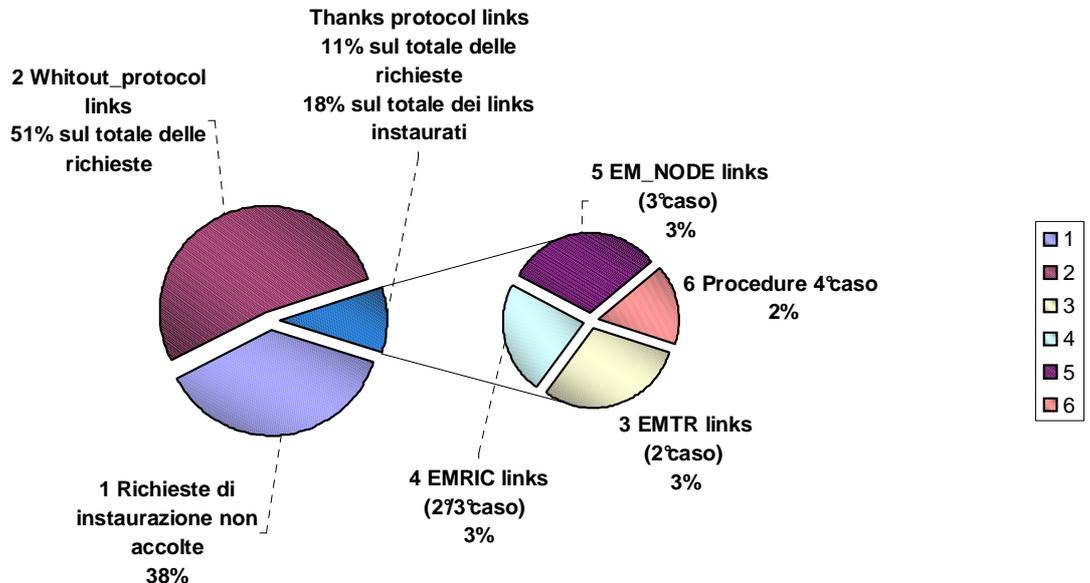
Impatto del protocollo sull' instaurazione dei links di tipo QoS al variare della densita' di nodi
 (Fig. 4.8)



Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB
DELTA_SNR=3 dB
W_{max} = 16 microwatt
Area di studio=400 m²
Densità di nodi=0,125 nodi/m²
Numero di nodi=50
Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec
Durata media di vita di un link=180 sec
Numero di simulazioni mediate=100
Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec
Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (*variabile*)
Percentuale traffico QoS=50%
Percentuale traffico BE=50%
Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

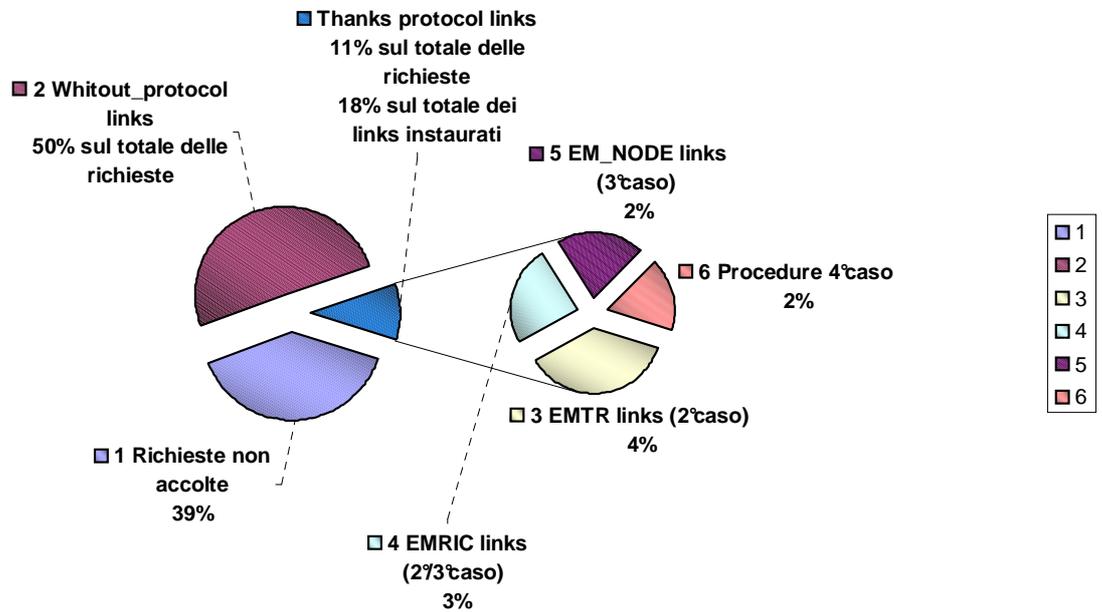
Impatto del protocollo sull' instaurazione dei links di tipo QoS al variare della densita' di nodi (Fig. 4.9)



Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB
 DELTA_SNR=3 dB
 W_{max} = 16 microwatt
 Area di studio=400 m²
Densità di nodi=0,1875 nodi/m²
 Numero di nodi=75
 Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec
 Durata media di vita di un link=180 sec
Numero di simulazioni mediate=100
 Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec
 Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione ≅ 1840 (*variabile*)
 Percentuale traffico QoS=50%
 Percentuale traffico BE=50%
 Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Impatto del protocollo sull' instaurazione dei links di tipo QoS al variare della densita' di nodi
 (Fig. 4.10)



Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB

DELTA_SNR=3 dB

W_{max} = 16 microwatt

Area di studio=400 m²

Densità di nodi=0,25 nodi/m²

Numero di nodi=100

Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec

Durata media di vita di un link=180 sec

Numero di simulazioni mediate=100

Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec

Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (*variabile*)

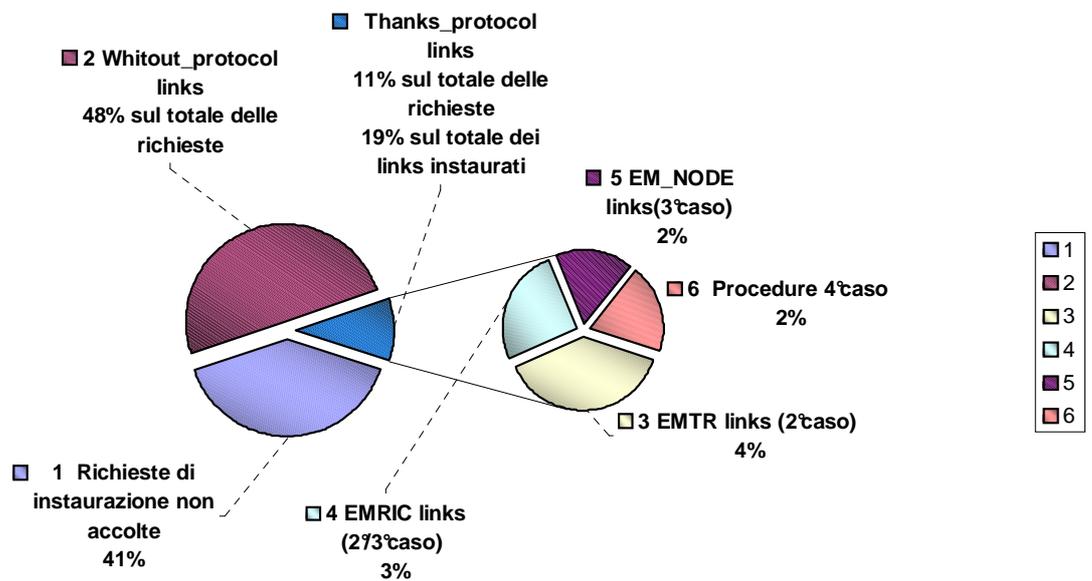
Percentuale traffico QoS=50%

Percentuale traffico BE=50%

Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Impatto del protocollo sull' instaurazione dei links di tipo QoS al variare della densita' di nodi

(Fig. 4.11)



A commento dei grafici mostrati possiamo notare come le procedure che consentono l'instaurazione di un link vengano impegnate in maniera equa in tutte le situazioni di studio. Ciò a nostro avviso sembra avvalorare la bontà del protocollo.

Unica eccezione è rappresentata dall'emergenza al nodo che prevale rispetto alle altre quando il numero di nodi è molto basso. Tale comportamento è ampiamente giustificabile essendo scontato che al diminuire del numero di nodi i pochi che popoleranno la rete verranno più impegnati. L'instaurazione di un nuovo link dipenderà in maniera più probabile da una redistribuzione della potenza complessivamente uscente da un nodo.

Possiamo apprezzare, come avevamo fatto notare in precedenza, che all'aumentare della densità di nodi aumenta progressivamente il numero di richieste non accolte.

Il numero di links instaurati grazie al protocollo pur variando in valore si mantiene costante intorno al 18% dei links totalmente instaurati.

Grafici analoghi a quelli mostrati sono i seguenti nei quali sempre mediando su un numero di simulazioni molto elevato si è questa volta lasciata invariata la densità di nodi variando semplicemente il parametro DELTA_SNR.

Le condizioni di studio comuni a tutte le simulazioni mediate sono al solito presentate insieme a ciascun grafico.

Nella sostanza tali grafici esplicitano in maniera più approfondita quanto già mostrato in fig. 4.7. È prevedibile dunque attendersi un aumento progressivo nel numero dei links instaurati al aumentare del parametro DELTA_SNR.

In particolare l'analisi dei grafici mostra un aumento sostanziale nel passaggio dal valore DELTA_SNR=0 al valore DELTA_SNR=1 e aumenti via via meno marcati nel passaggio da DELTA_SNR=1 a DELTA_SNR=3.

Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB

DELTA_SNR=0 dB

W_{max} = 16 microwatt

Area di studio=400 m²

Densità di nodi=0,25 nodi/m²

Numero di nodi=100

Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec

Durata media di vita di un link=180 sec

Numero di simulazioni mediate=100

Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec

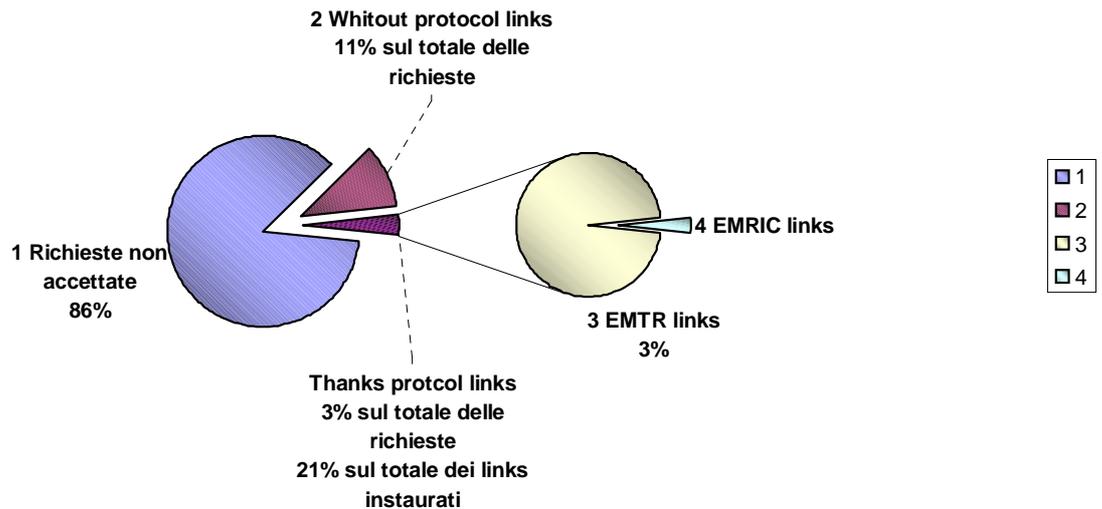
Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (*variabile*)

Percentuale traffico QoS=50%

Percentuale traffico BE=50%

Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Impatto del protocollo sull'instaurazione dei links di tipo QoS al variare di DELTA_SNR
(Fig. 4.12)



Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB

DELTA_SNR=1 dB

W_{max} = 16 microwatt

Area di studio=400 m²

Densità di nodi=0,25 nodi/m²

Numero di nodi=100

Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec

Durata media di vita di un link=180 sec

Numero di simulazioni mediate=100

Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec

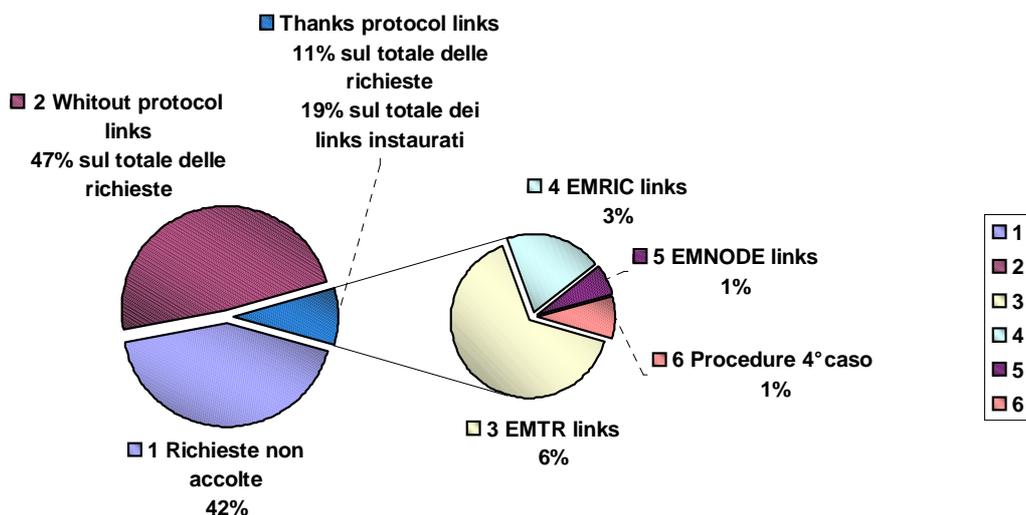
Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (*variabile*)

Percentuale traffico QoS=50%

Percentuale traffico BE=50%

Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Impatto del protocollo sull'instaurazione dei links di tipo QoS al variare di DELTA_SNR (Fig. 4.13)



Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB

DELTA_SNR=2 dB

W_{max} = 16 microwatt

Area di studio=400 m²

Densità di nodi=0,25 nodi/m²

Numero di nodi=100

Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec

Durata media di vita di un link=180 sec

Numero di simulazioni mediate=100

Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec

Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (*variabile*)

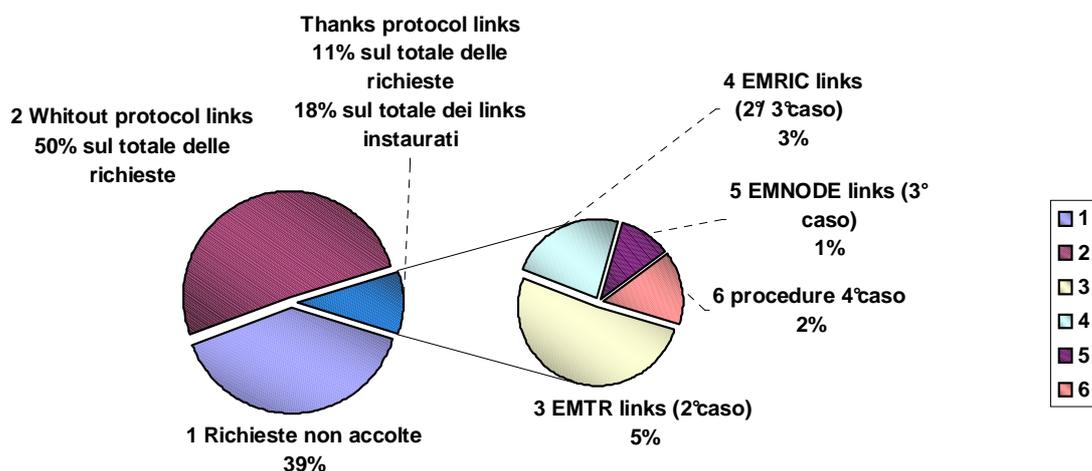
Percentuale traffico QoS=50%

Percentuale traffico BE=50%

Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Impatto del protocollo sull' instaurazione dei links di tipo QoS al variare di DELTA_SNR

(Fig. 4.14)



Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_{rif}=12 dB

DELTA_SNR=3 dB

W_{max} = 16 microwatt

Area di studio=400 m²

Densità di nodi=0,25 nodi/m²

Numero di nodi=100

Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec

Durata media di vita di un link=180 sec

Numero di simulazioni mediate=100

Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec

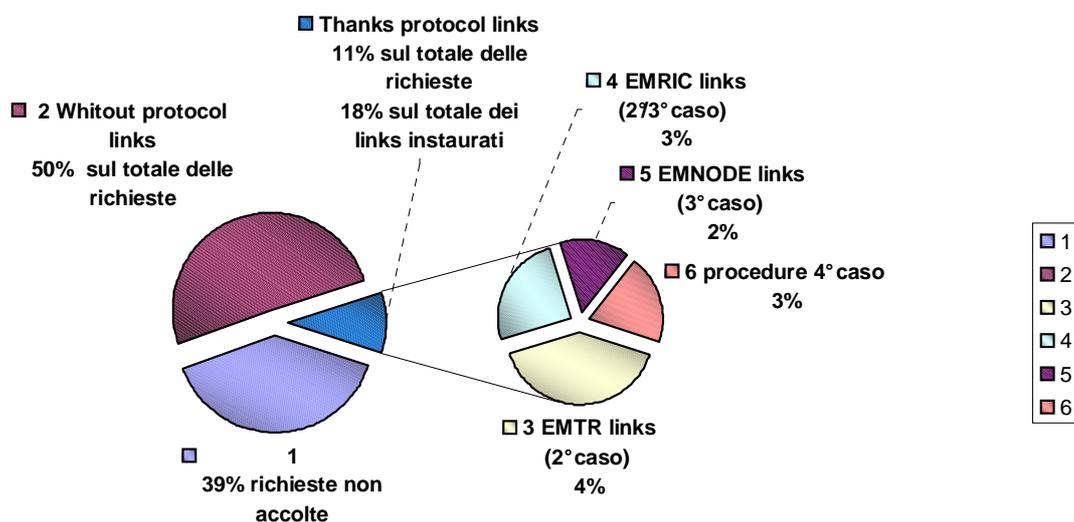
Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione \cong 1840 (*variabile*)

Percentuale traffico QoS=50%

Percentuale traffico BE=50%

Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

**Impatto del protocollo sull' instaurazione dei links di tipo QoS al variare di DELTA_SNR
(Fig. 4.15)**



Forse la cosa più interessante sulla quale porre l'accento è l'analisi dei links QoS instaurati per il valore DELTA_SNR=0. Come esposto in precedenza ipotizzare l'assenza di margine sul rapporto SNR significa una volta che il generico link si sia instaurato bloccare ogni ulteriore instaurazione nel cluster del ricevitore utile del link in questione (questo discorso è puramente qualitativo e non tiene conto della priorità fra i links). Perché una nuova instaurazione abbia luogo si deve attendere che sia esaurito il tempo di comunicazione del link precedente. Tali considerazioni erano già state fatte a commento della fig 4.7. La fig 4.12 non fa altro che avvalorare tali considerazioni; come si può notare infatti fra i links instaurati grazie al protocollo è nullo il valore di quelli instaurati grazie ad una procedura di emergenza al nodo e ciò non è altro che il risultato di una rete particolarmente scarica per le motivazioni che si sono esposte.

Sinora i grafici discussi sono stati tracciati mantenendo costante sul valore imposto dall' FCC la potenza massima emissibile da ciascun nodo. In [1.16] vengono presentate alcune recenti applicazioni UWB nelle quali si eccede tale limite. Ciò ci ha indotto ad operare la realizzazione di un grafico che desse ragione dell'eventuale miglioramento ottenibile forzando il limite dell' FCC.

Il seguente grafico pone a confronto il numero di links instaurati al variare della densità di nodi considerando rispettivamente $W_{max}=16\mu W$ (FCC) e $W_{max}=530\mu W$ (*over limit*). Ciascun punto del grafico è il risultato della media di dieci simulazioni. Le condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate vengono rappresentate al solito assieme al grafico.

Condizioni di studio comuni alle simulazioni mediate:

SNR_rif=12 dB

DELTA_SNR=3 dB

$W_{max} = 16 \text{ microwatt} / 530 \text{ microwatt}$

Area di studio=400 m²

Densità di nodi=**variabile**

Tempo medio di inter-attesa tra una richiesta di instaurazione e la successiva=2 sec

Durata media di vita di un link=180 sec

Numero di simulazioni mediate=10

Tempo di simulazione (della singola simulazione) =3600 sec

Numero medio di richieste di instaurazione nel tempo di simulazione $\cong 1840$ (**variabile**)

Percentuale traffico QoS=50%

Percentuale traffico BE=50%

Rate minimo di non abbattimento BE=20Kb/sec

Prestazioni ottenute forzando il limite imposto dall 'FCC

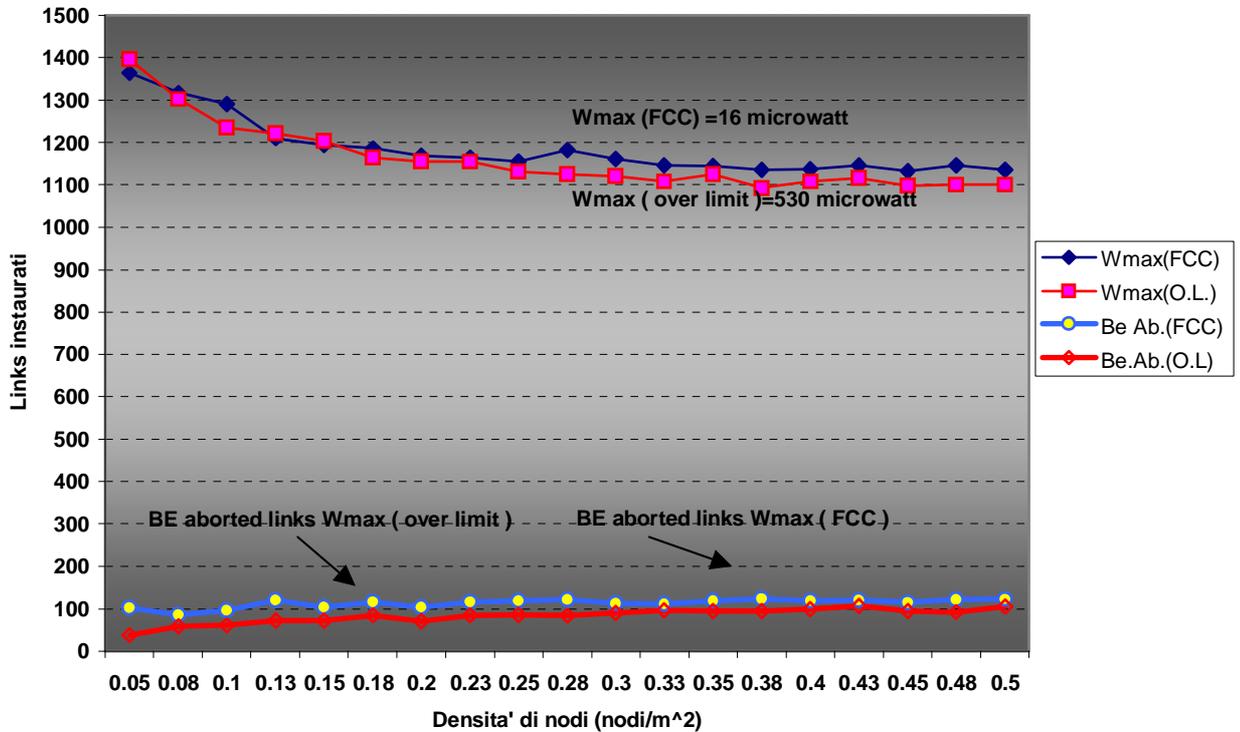


Fig. 4.16

Le conclusioni deducibili dal grafico sono che le prestazioni in termini di links instaurati non variano molto nei due casi.

Ciò è attribuibile al peso che l'interferenza da accesso multiplo esercita sulla evoluzione della rete una volta che si sia raggiunto il valore di regime. Per chiarezza pur avendo ciascun nodo a disposizione un valore di potenza emissibile maggiore (eventualmente utile per l'instaurazione di nuovi links), una volta che la rete ha raggiunto il valore di regime (rete congestionata), il valore di potenza in esubero rimane inutilizzato producendo prestazioni pressochè uguali.

Il vantaggio nel caso in cui si abbia maggiore potenza disponibile all'emissione, può ricercarsi nel numero di links BE costretti ad abbandonare prematuramente la rete. Una delle cause in questi casi è una redistribuzione della potenza totalmente uscente dal nodo, procedura che abbiamo denominato "emergenza al nodo". Avendo maggiore potenza disponibile tale procedura si attiva prevedibilmente con molta minore frequenza e conseguentemente minore dovrebbe essere il numero di links BE abbattuti.

Il grafico non fa che confermare quanto previsto.

4.6 CONCLUSIONI E FUTURI SVILUPPI

L'analisi dei grafici di simulazione ha fatto emergere chiaramente quale sia l'incidenza dei parametri sui quali è fondata la progettazione del protocollo (e.g : DELTA_SNR, W_{max}) sulle prestazioni che la sua utilizzazione determina in termini di links instaurati. Tale analisi ha mostrato un graduale miglioramento all'aumentare di detti parametri, miglioramento che è confermato al variare della densità di nodi.

Si è analizzato anche l'effetto che la variazione delle percentuali di traffico dei due tipi produce sulle prestazioni del sistema, ricevendo conferma del fatto che tali prestazioni migliorano tanto più quanto aumenta la percentuale di traffico riadattabile (traffico best effort).

Possiamo tuttavia affermare che tali miglioramenti per quanto buoni rimangono comunque fortemente influenzati dal meccanismo di mutua interferenza che si genera fra i nodi.

Tale considerazione costituisce lo spunto sul quale costruire nuove ipotesi di funzionamento del protocollo. Si potrebbe infatti indirizzare il lavoro verso un utilizzo più efficiente del multi-hop gestito attraverso considerazioni legate all'interferenza generabile.

Per maggiore chiarezza proponiamo il seguente scenario : un nodo che volesse stabilire una nuova comunicazione verso un nodo destinatario potrebbe, prima di attivare la fase di set-up, verificare se nel suo cluster esiste un nodo trasmettitore che ha già una comunicazione attiva col nodo destinatario e trasmettere verso esso producendo minore interferenza nel sistema. Può anche immaginarsi che il nodo vicino non sia impegnato in una comunicazione con il nodo destinatario e che la trasmissione verso esso sia comunque vantaggiosa per motivi legati all'interferenza. Sarà il nodo intermedio a smistare attraverso un hop successivo i dati inviati dal trasmettitore sorgente.

Uno sviluppo nella direzione consigliata consentirebbe sicuramente di concigliare quanto elaborato nel presente lavoro con una delle caratteristiche peculiari del progetto

“Whyless.com” : il multihop .Ci sentiamo di poter affermare che ciò potrebbe condurre anche ad una crescita più organica ed efficiente dell'intero progetto.

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] 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, Novembre 1997.
- [4] Fernando Ramirez-Mireles, R.A.Scholtz : “Multiple-Access with Time Hopping and Block Waveform PPM Modulation”. In *Proc. IEEE ICC’98*, Giugno 1998.
- [5] R. A. Scholtz and M. Z. Win, “Impulse Radio,” *Personal Indoor Mobile Radio Conference*, Helsinki, Sept. 1997, Printed in *Wireless Communications: TDMA vs. CDMA*, S. G. Glisic and P. A. Leppanen, Kluwer Acad. Publishers, 1997, pp. 245-267
- [6] G.D. Weeks, J.K. Townsend, J.A. Freebersyser, “Performance of hard decision detection for impulse radio,” *Military Communications Conference Proceedings, 1999. MILCOM 1999. IEEE*, vol. 2, pp. 1201 -1206, 1999
- [7] Santosh S. Kolenchery , J. Keith Townsend, James A. Freebersyser : “A Novel Impulse Radio Network for Tactical Military Wireless Communications”, In *Proc. IEEE MILCOM’98*, Novembre 1998.
- [8] 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.
- [9] Ramjee Prasad , Tero Ojanpera : “ An Overview of CDMA evolution toward Wideband CDMA”, *IEEE Communication Surveys*,
www.comsoc.org/pubs/surveys.

- [10] Terry Mitchell : “ An Investigation into the Potential Impact of Ultra-Wideband Trasmision Systems”. Multiple Access Communications Limited, www.macltd.com.
- [11] William C.Y.Lee, “Mobile Communication Engineering”. Edizione McGraw-Hill, 1982.
- [12] Moe Z. Win : “ Time Modulated Ultra-Wideband Technology”, Time Domain December 1998, Appendix A, <http://www.time-domain.com>
- [13] Silvia Giordano, Maher Handi , Jean-Pierre Hubaux, Jean-Yves Le Boudec, Ljubica Blazevic : “ Issues on Mobile Ad-Hoc WANs”, IEEE Signal Processing Society 1999 Workshop on Multimedia Signal Processing, <http://icawww.epfl.ch>.
- [14] Silvia Giordano, Jean-Yves Le Boudec, Ljubica Blazevic : “Self-Organizing Wide-Area Routing”, EPFL-DSC-ICA, Technical Report DSC/2000/016, 2000.
- [15] Silvia Giordano, Maher Handi , Jean-Pierre Hubaux, Jean-Yves Le Boudec, Ljubica Blazevic : “Towards Mobile Ad-Hoc WANs : Terminodes”, Technical Report DSC/2000/006, 2000.
- [16] Robeert J. Fontana : “Recent Applications of Ultra Wideband Radar and Communications Systems”, Multispectral Solutions.Inc, www.multispectral.com.

