Tesi

Gabriele Oligeri

8 luglio 2005

Ringraziamenti

Il mio primo ringraziamento è rivolto all'Ing. Francesco Potortì per la sua grande pazienza ed estrema disponibilità senza il cui aiuto questo lavoro non sarebbe stato possibile.

Un grazie particolare lo rivolgo all'Ing. Paolo Barsocchi per le ore passate a discutere sui problemi affrontati in questa tesi.

Un grazie ad Elisa, con cui ho condiviso in questi mesi la fatica di questo lavoro.

Voglio poi ringraziare mio padre, il mio migliore amico, compagno di avventure e di sventure, ed infine il grazie più grande, alla persona a cui dedico questo lavoro, mia madre, per aver sempre creduto in me ed essermi sempre stata vicina.

A mia madre

Indice

Ringraziamenti **3**

Introduzione **9**

1 Il livello fisico nelle Wireless Networks **13**
1.1 Introduzione . . . 13
1.2 Large scale propagation models . . . 15
1.2.1 Free Space Propagation Model . . . 15
1.2.2 Propagazione delle onde radio . . . 16
1.2.3 Riflessione e penetrazione . . . 16
1.2.3.1 Il modello a due raggi . . . 19
1.2.4 Diffrazione . . . 23
1.2.4.1 Knife edge diffraction model . . . 26
1.2.5 Scattering . . . 27
1.2.6 Log-distance Path Loss Model . . . 28
1.2.7 Log-normal shadowing . . . 28
1.3 Small scale propagation models . . . 29
1.3.1 Time spreading . . . 29
1.3.2 Time variance . . . 30
1.3.3 Introduzione ai modelli per lo small scale fading . . . 32
1.3.3.1 Rayleigh . . . 33
1.3.3.2 Rice . . . 33
1.3.3.3 Log-normal . . . 33
1.3.3.4 Suzuki . . . 34

2 IEEE 802.11 : Lo Standard **35**
2.1 Introduzione . . . 35
2.2 Descrizione generale . . . 36
2.2.1 Differenze fra le LAN e le WLAN . . . 36
2.2.2 Componenti dell'architettura IEEE 802.11 . . . 37
2.2.2.1 IBSS : Indipendent BSS come ad hoc networks . . . 38

2.2.2.2 Distribution system . . . 38
2.2.2.3 Area . . . 40
2.2.3 Servizi logici . . . 40
2.2.3.1 SS : Station Services . . . 41
2.2.3.2 DSS : Distribution System Services . . . 41
2.2.4 Relazione fra i servizi . . . 42
2.2.5 Modello di riferimento . . . 43
2.3 Formato dei frame . . . 44
2.3.1 Control frames . . . 47
2.3.1.1 Request To Send Frame . . . 48
2.3.1.2 Clear To Send Frame . . . 48
2.3.1.3 Ack frame . . . 49
2.3.2 Data frame . . . 49
2.4 Il MAC sublayer . . . 50
2.4.1 DCF : Distributed coordination function . . . 51
2.4.1.1 Carrier-sense mechanism . . . 51
2.4.1.2 MAC-Level acknoledgements . . . 52
2.4.1.3 Interframe space (IFS) . . . 52
2.4.1.4 Random backoff time . . . 53
2.4.1.5 DCF access procedure . . . 55
2.4.1.6 Procedura di ACK . . . 58
2.5 Il PHY layer . . . 58
2.5.1 PHY Layer di 802.11b . . . 59
2.5.1.1 PLCP sublayer . . . 59
2.5.1.2 PMD sublayer . . . 60
2.5.2 PHY Layer di 802.11g . . . 62
2.5.2.1 PLCP sublayer . . . 63

3 Hardware e software **65**
3.1 Hardware . . . 65
3.1.1 I computers . . . 65
3.1.2 Le schede wireless . . . 66
3.2 Il software . . . 68
3.2.1 Il programma trasmettitore . . . 69
3.2.2 Il programma ricevitore . . . 71
3.3 Analisi dei dati . . . 74
3.4 Le prestazioni delle schede wireless . . . 75
3.5 Conclusioni . . . 84

4 La deriva degli orologi **85**
4.1 Introduzione . . . 85
4.2 Metodo di analisi . . . 86
4.3 Analisi della deriva a caldo . . . 89
4.4 Analisi della deriva a freddo . . . 95
4.5 NTP : Network Time Protocol . . . 96
4.6 Conclusioni . . . 97

5 Stima delle ritrasmissioni **99**
5.1 Introduzione . . . 99
5.2 Analisi dei tempi di ritrasmissione . . . 99
5.3 Misura sperimentale . . . 101

6 Il frame **105**
6.1 Cattura dell'header del frame . . . 105
6.1.1 Data . . . 105
6.1.2 Ack . . . 106
6.1.3 Rts . . . 107
6.1.4 Cts . . . 107

7 Valutazione del throughput **109**
7.1 Introduzione . . . 109
7.2 Massimo throughput teorico . . . 110
7.2.1 T.M.T. : 802.11b . . . 112
7.2.1.1 T.M.T. : 802.11b CSMA long preamble . . . 113
7.2.1.2 T.M.T. : 802.11b CSMA short preamble . . . 115
7.2.1.3 T.M.T. : 802.11b CSMA long preamble VS short preamble . . . 117
7.2.1.4 T.M.T. : 802.11b RTS/CTS long preamble . . . 119
7.2.1.5 T.M.T. : 802.11b RTS/CTS short preamble . . . 121
7.2.1.6 T.M.T. : 802.11b RTS/CTS long preamble VS short preamble . . . 123
7.2.1.7 T.M.T. : 802.11b Conclusioni . . . 124
7.2.2 T.M.T. : 802.11g . . . 128
7.2.2.1 T.M.T. : 802.11g CSMA long slot . . . 129
7.2.2.2 T.M.T. : 802.11g CSMA short slot . . . 130
7.2.2.3 T.M.T. : 802.11g CSMA short slot VS long slot . . . 132
7.2.2.4 T.M.T. : 802.11g RTS/CTS long slot . . . 133
7.2.2.5 T.M.T. : 802.11g RTS/CTS short slot . . . 134
7.2.2.6 T.M.T. : 802.11g RTS/CTS : short slot VS long slot 136
7.2.2.7 T.M.T. : 802.11g Conclusioni . . . 138

7.2.3 802.11b e 802.11g a confronto . . . 141
7.3 Prove sperimentali . . . 143

8 Misure in ambiente esterno 149
8.1 Introduzione . . . 149
8.2 Metodologia di misura e di analisi . . . 150
8.2.1 Metodologia di analisi per le perdite . . . 151
8.2.2 Metodologia di analisi per la potenza del segnale ricevuto . . . 153
8.3 Analisi delle perdite . . . 154
8.3.1 Velocità : 11Mb/s . . . 154
8.3.2 Velocità : 5.5Mb/s . . . 154
8.3.3 Velocità : 2Mb/s . . . 156
8.3.4 Velocità : 1Mb/s . . . 157
8.4 Analisi del *Signal level* . . . 158
8.4.1 Velocità : 11Mb/s . . . 158
8.4.2 Velocità : 5.5Mb/s . . . 159
8.4.3 Velocità : 2Mb/s . . . 160
8.4.4 Velocità : 1Mb/s . . . 160
8.5 Potenza del segnale ricevuto . . . 161
8.5.1 *Signal level* e velocità . . . 161
8.5.2 *Signal level* : analisi generale . . . 162
8.6 Relazione fra perdite e *Signal level* . . . 167
8.7 Conclusioni . . . 170

9 Misure in ambiente interno 173
9.1 Introduzione . . . 173
9.2 Metodologia di misura . . . 173
9.3 Analisi delle misure . . . 175
9.4 Il modello di Gilbert-Elliot . . . 180
9.5 Conclusioni . . . 181

Conclusioni 183

A Configurazione di NTP su due calcolatori collegati da un cavo cross 187

Bibliografia 189

Introduzione

OGGETTO di questa tesi è la presentazione di statistiche riguardanti il ritardo e le perdite di frame in una rete wi-fi costituita da due soli calcolatori.
Una rete wireless è costituita da un insieme di calcolatori che comunicano fra loro senza il bisogno di cavi. Esistono diverse tecnologie e standard che permettono il funzionamento delle *LAN wireless* ma ciò che si è diffuso maggiormente è l'utilizzo della tecnologia radio e degli standard IEEE 802.11b [2] e IEEE 802.11g [3]. L'utilizzo del canale radio per la trasmissione dei dati comporta problemi di natura diversa rispetto alla trasmissione su filo, le interferenze che il ricevitore di un segnale radio deve gestire possono essere riassunte in due categorie: le interferenze dovute alle altre reti wireless ma più in generale a qualunque altro dispositivo elettronico, e le interferenze dovute all'ambiente circostante che altera e replica il segnale trasmesso producendo al ricevitore la sovrapposizione di più segnali attenuati e sfasati fra loro. Risulta quindi indispensabile uno studio delle perdite dei dati trasmessi in funzione di parametri quali l'ambiente e la distanza che separa ricevitore e trasmettitore, al fine di ottenere una descrizione statistica del canale.

La prima parte della tesi è stata dedicata allo studio del livello fisico che rende possibile la propagazione di qualunque segnale radio. Il livello fisico può essere descritto da due famiglie di modelli, i *large scale propagation models* e gli *small scale propagation models*. I primi considerano l'attenuazione del segnale su grandi distanze o grandi tempi di osservazione, mentre i secondi considerano le fluttuazioni istantanee del segnale. Fra i *large scale propagation models* è stato preso in particolare considerazione il modello a due raggi, che ha permesso di descrivere statisticamente le misure effettuate in ambiente esterno. Lo studio degli *small scale propagation models* ed in particolare del fenomeno del *multipath*, ha permesso di spiegare il verificarsi di situazioni estremamente variabili nelle misure effettuate nell'ambiente interno.

Il secondo capitolo della tesi è stato dedicato allo studio dello standard IEEE 802.11, con particolare attenzione ai meccanismi di accesso al mezzo. Le reti wireless non infrastrutturate si contendono il mezzo attraverso due principali politiche: il CSMA

ed il CSMA/CA, la cui differenza consiste nella prevenzione della congestione attraverso un traffico addizionale di frame al fine di diminuire le collisioni.

Nel terzo capitolo della tesi è riportata una descrizione dell'hardware e del software utilizzato, in particolare vengono presentati i risultati di misure preventive effettuate al solo scopo di confrontare le varie configurazioni hardware e software.

Il capitolo 4 è dedicato allo studio degli orologi presenti sui calcolatori, in particolare è presa in considerazione l'analisi dello scarto e della deriva che può intercorrere fra due orologi.

Il capitolo 5 è dedicato allo studio del tempo di trasmissione del frame, infatti, anche se il tempo di trasmissione a livello radio è del tutto trascurabile, risulta interessante la stima del tempo di trasmissione nel suo complesso ovvero considerando sia i ritardi dovuti all'elaborazione sul trasmettitore e sul ricevitore, sia il ritardo dovuto alle ritrasmissioni del frame.

Nel capitolo 6 è riportato il contenuto sia del payload sia dell'intestazione dei frame più importanti; la ricezione dell'intero frame ha permesso di valutare la dimensione ed il contenuto dei campi LLC e SNAP presenti nei frame *data*.

Nel capitolo 7 è presa in considerazione la valutazione sperimentale del massimo throughput raggiungibile attraverso lo standard IEEE 802.11b. Questa sezione è suddivisa in due parti: una prima parte in cui vengono presentate le formule del massimo throughput teorico ed una seconda parte in cui vengono riportati i risultati sperimentali del traffico ottenuto. Il calcolo del massimo throughput teorico è riportato per le versioni dello standard IEEE 802.11b e IEEE 802.11g: nel primo caso sono considerate le varianti dovute sia alla scelta della politica di acceso al mezzo sia alla scelta della lunghezza del preambolo, mentre per la versione g del protocollo si è considerata sia la scelta della politica di accesso al mezzo sia la lunghezza dello *slot time*. Le prove sperimentali sono state effettuate considerando tutte le velocità messe a disposizione da IEEE 802.11b con entrambe le politiche di accesso al mezzo.

Il capitolo 8 della tesi riporta le misure effettuate in ambiente esterno. Queste misure sono state effettuate nelle condizioni di minor interferenza possibile al fine di valutare sia le perdite sia la potenza del segnale ricevuto in presenza della sola attenuazione dovuta alla distanza che separa trasmettitore e ricevitore. Le misure sono state effettuate considerando tutte le velocità messe a disposizione dallo standard IEEE 802.11b, valutando le possibili influenze della velocità sia sulle perdite sia sul valore del *signal level* che il driver della scheda wireless associa a ciascun frame

ricevuto. I dati collezionati sono stati analizzati al fine di estrarre una correlazione fra perdite, *signal level*, e distanza che separa trasmettitore e ricevitore.

Il capitolo 9 della tesi riguarda le misure svolte in ambiente interno. Questo tipo di ambiente è caratterizzato da tutti i possibili disturbi che un segnale radio può sperimentare. In questo capitolo sono riportate le principali statistiche, quali valor medio e autocorrelazione, associate alle perdite rilevate durante le misure ed inoltre è eseguita un'analisi dei burst persi e ricevuti correttamente attraverso la funzione di densità di probabilità.

Capitolo 1

Il livello fisico nelle Wireless Networks

1.1 Introduzione

Lo sviluppo delle architettetture WLAN si sta dirigendo verso velocità sempre più alti grazie all'utilizzo di schemi di modulazione sempre più complessi.
La complessità degli schemi di modulazione rende la comunicazione sensibile alle interferenze causate dalla non idealità dell'ambiente esterno.
Quest'ultimo può essere caratterizzato in due modi distinti :

1. *Indoor*
   Rappresenta l'ambiente interno agli edifici, costituito da uffici, stanze, etc.
   In un ambiente di questo tipo le interferenze sono molteplici e di vario tipo a causa della variabilità dell'ambiente che può contenere oggetti caratterizzati da vari materiali e dimensioni.

2. *Outdoor*
   Rappresenta l'ambiente esterno agli edifici, anch'esso caratterizzato da una estrema variabilità dovuta alla densità delle abitazioni, alla loro posizione, alla presenza di vegetazione e a tutti gli oggetti che possono essere incontrati all'esterno degli edifici.

I modelli che descrivono la propagazione del segnale possono essere fondamentalmente divisi in due categorie :

1. Large scale propagation models
   I modelli che rientrano in questa famiglia predicono il valor medio della potenza del segnale ricevuto. Questo tipo di modelli dà una stima della copertura

del segnale radio da parte di un trasmettitore, viene infatti presa in considerazione, la potenza del segnale ricevuto su distanze e tempi grandi rispetto alla durata delle oscillazioni che possono essere presenti.

2. Smale scale propagation models
   A questa famiglia appartengono i modelli che predicono le rapide fluttuazioni che la potenza del segnale può assumere quando viene fatta un'analisi considerando piccole variazioni spaziali e/o temporali.

La figura 1.1 a pagina 14 mostra un possibile esempio di come i due modelli descrivano diversamente la realtà.

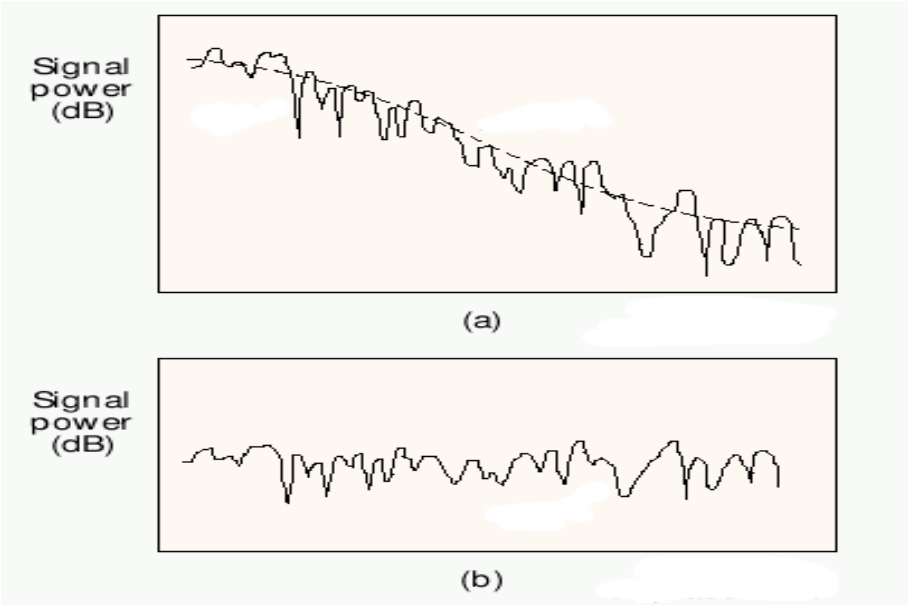

Figura 1.1: Large scale fading (a) e small scale fading (b).

La differenza fra queste due famiglie risiede nella scala di osservazione della potenza del segnale ricevuto, i parametri di spazio e tempo su cui la media viene eseguita, risultano determinanti per la scelta del modello; mentre i large scale propagation models adottano spazi e tempi di osservazione che assorbono le rapide fluttuazioni della potenza del segnale ricevuto, i smale scale propagation models prendono in considerazione spazi e tempi tali, da permettere l'analisi delle rapide fluttazioni della potenza del segnale ricevuto.
L'analisi che segue prende in considerazione alcuni fra i più semplici modelli di propagazione del segnale, appartenenti alla famiglia dei large scale propagation models, considerando l'influenza che hanno in essi, i meccanismi di propagazione, quali, riflessione, diffrazione e scattering.

Le formule ed i valori che vengono riportati in questa sezione sono state estratte da *Rappaport* [4].

1.2 Large scale propagation models

1.2.1 Free Space Propagation Model

Questo modello, appartenente alla famiglia dei large scale propagation models, prende in considerazione uno scenario molto semplice in cui trasmettitore e ricevitore non siano circondati da alcun oggetto e conseguentemente la potenza del segnale ricevuto venga attenuata dal solo percorso lungo la LOS (*line of sight*).
La potenza del segnale ricevuto è espressa dalla :

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G_{TX} G_{RX}}{L} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

dove :

- P_{RX} è la potenza del segnale al ricevitore.
- G_{TX} è il guadagno d'antenna al trasmettitore.
- G_{RX} è il guadagno d'antenna al ricevitore.
- L è l'attenuazione introdotta dal sistema indipendentemente dalla propagazione.
- $(\frac{\lambda}{4\pi d})^2$ è il fattore di attenuazione introdotto dallo spazio percorso dal segnale con :
  1. λ è la lunghezza d'onda in metri.
  2. d è la distanza che separa trasmettitore e ricevitore.

Poichè alla distanza $d = 0$ si ha che $P_{RX} = \infty$, è necessaria una distanza minima di riferimento. Consideriamo di conseguenza la nuova formula pari alla 1.1 a pagina 15:

$$P_{RX} = P_{RX}(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \tag{1.1}$$

Considerando la 1.1 in *dbm* si ha che :

$$P_{RX}\Big|_{dBm} = 10 \log P_{RX}(d_0)\Big|_{dBm} - 20 \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \Big|_{dBm}$$

la distanza di riferimento viene scelta, per semplicità, pari ad 1m in quanto si presuppone, che a tale distanza, l'omnidirezionalità dell'antenna sia garantita e non vi sia stato degrado della potenza del segnale ricevuto. A seguito di ciò si ha che :

$$P_{RX}\Big|_{dBm} = 10\log P_{RX}(1m)\Big|_{dBm} - 20\log(d)\Big|_{dBm}$$

ne risulta, in scala logaritmica, una retta con una pendenza di $-20dB/dec$.

1.2.2 Propagazione delle onde radio

La propagazione delle onde radio fra un trasmettitore ed un ricevitore che siano mobili non può garantire l'assenza di ostacoli fra loro, ovvero, non può essere garantita quella che viene definita *line of sight* (LOS).
In un ambito di questo tipo si parla di *non line of sight* ($NLOS$), in cui il trasmettitore ed il ricevitore vengono ad essere separati da ostacoli che alterano la loro comunicazione.
La caratterizzazione di un tale scenario può essere fatta considerando i 3 possibili fenomeni che un segnale può subire quando viene trasmesso :

1. Riflessione
2. Diffrazione
3. Scattering

1.2.3 Riflessione e penetrazione

La riflessione e la penetrazione sono due fenomeni completamente diversi ma che avvengono entrambi in prossimità di una superficie molto più ampia della lunghezza d'onda.
La figura 1.2 a pagina 17 mostra la riflessione e la penetrazione su una superficie per entrambe le polarizzazioni (verticale ed orizzontale).

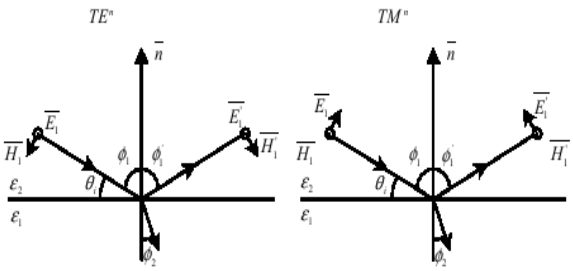

Figura 1.2: Riflessione della componente orizzontale e verticale di un'onda piana.

La riflessione è tale per cui l'angolo che il vettore di direzione forma con la normale al piano è pari all'angolo che il vettore di direzione riflesso forma con la normale al piano.
L'attenuazione dovuta alla riflessione dipende da tutta una serie di fattori quali

1. Proprietà elettriche del mezzo quali permittività, permeabilità e conduttanza.

2. La frequenza del segnale incidente sulla superficie.

3. L'angolo di incidenza.

4. La polarizzazione del segnale incidente.

La penetrazione o rifrazione è descritta per quanto riguarda gli angoli dalla legge di *Snell* mentre per quanto riguarda l'attenuazione dipende anch'essa da tutta una serie di parametri quali :

1. Angolo di incidenza

2. Permittività del materiale o $\epsilon_{1,2}$.

3. Permeabilità del materiale o $\mu_{1,2}$.

4. Conduttanza del materiale o $\sigma_{1,2}$

Si definisce coefficente di riflessione di Fresnel la quantità

$$\Gamma = \frac{\sin\theta - \Psi}{\sin\theta + \Psi}$$

dove Ψ dipende dalla polarizzazione del segnale incidente, dal coefficente di permittività relativa, dall'angolo di incidenza e dalla frequenza del segnale trasmesso.

$$\begin{aligned} \Psi_{Pol.vert.} &= \frac{\sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r} \\ \Psi_{Pol.oriz.} &= \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i} \end{aligned}$$

Valori tipici di ϵ_r sono ricavabili dalla tabella 1.1 a pagina 18. Va notato che se

Material	Relative Permittivity ϵ_r	Frequancy (MHz)
Poor ground	4	100
Typical ground	15	100
Good ground	25	100
Water	81	100

Tabella 1.1: Permittività relativa di alcuni materiali.

l'angolo di incidenza al suolo è molto basso, ovvero per una distanza sufficentemente alta fra trasmettitore e ricevitore, l'attenuazione subita dal raggio riflesso diventa indipendente da qualunque parametro , si ha infatti che :

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{0 - Z}{0 + Z} \\ &= -1 \end{aligned}$$

La precedente relazione dimostra che il suolo diventa un perfetto coduttore ed introduce uno sfasamento rispetto al raggio incidente pari a 180° indipententemente dal materiale da cui è costituito purchè la distanza che separa trasmettitore e ricevitore sia sufficentemente alta.

1.2.3.1 Il modello a due raggi

Il modello del free space può essere complicato introducendo il suolo, a questo punto il trasmettitore ed il ricevitore saranno posti ad una certa quota e al ricevitore arriveranno due segnali, il primo lungo la LOS ed un secondo riflesso dal suolo. La figura 1.3 a pagina 19 mostra lo scenario descritto precedentemente.

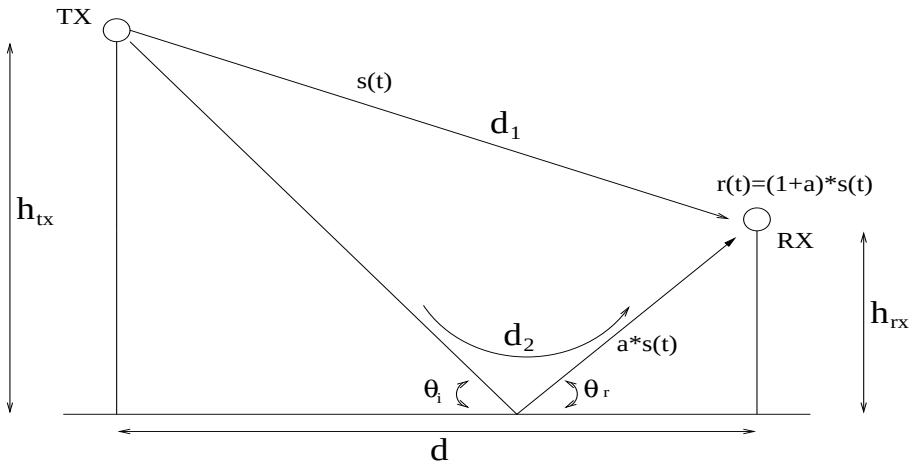

Figura 1.3: Modello a due raggi.

Consideriamo il segnale ricevuto $r(t)$:

$$r(t) \;=\; \Re\Big\{ \frac{\lambda}{4\pi}\Big[\frac{\sqrt{G_l}u(t)e^{j\frac{2\pi d_1}{\lambda}}}{d_1} + \frac{\Gamma\sqrt{G_r}u(t)e^{j\frac{2\pi d_2}{\lambda}}}{d_2} \Big] e^{j2\pi f_0 t} \Big\}$$

dove :

- $\sqrt{G_l}$ e $\sqrt{G_r}$: sono i guadagni di antenna lungo le due diverse direzioni che il raggio diretto e quello riflesso compiono.
- $\frac{2\pi d_1}{\lambda}$: rappresenza la fase assunta dal segnale dopo il cammino d_1
- $\frac{2\pi d_2}{\lambda}$: rappresenza la fase assunta dal segnale dopo il cammino d_2
- Γ : rappresenta il coefficente di riflessione del terreno.

La potenza del segnale ricevuto risulterà essere:

$$P_{rx}\Big|_{dBm} \;=\; P_{tx}\Big|_{dBm} + 20\log(\frac{\lambda}{4\pi}) + 20\log\Big(\Big|\frac{\sqrt{G_l}}{d_1} + \frac{\Gamma\sqrt{G_r}e^{j\Delta\phi}}{d_2}\Big|\Big)$$

dove si è considerato il solo sfasamento del segnale riflesso rispetto a quello diretto considerando che $\Delta\phi = 2\pi\frac{d_2-d_1}{\lambda}$.
Se la distanza fra trasmettitore e ricevitore è sufficentemente alta allora si possono fare le seguenti semplificazioni :

- $G_l \approx G_r \approx 1$
  In quanto d_1 e d_2 tendono a coincidere e conseguentemente è pensabile che i due raggi subiscano lo stesso guadagno. Per quanto riguarda il valore, consideriamo 1 per sola semplicità in quanto il guadagno altera in maniera uniforme la curva traslandola lungo l'asse delle ordinate.

- $\Gamma \approx -1$

Trascurando poi il guadagno dovuto alla lunghezza d'onda otteniamo la seguente equazione per l'attenuazione:

$$A\Big|_{dBm}(d_1, d_2, \Delta\phi) \quad = \quad 20\log\left(\left|\frac{1}{d_1} - \frac{e^{j\Delta\phi}}{d_2}\right|\right) \tag{1.2}$$

La curva in nero che si vede nella figura 1.4 mostra l'andamento precedente considerando le seguenti assunzioni :

- Altezza trasmettitore : 0.9m

- Altezza ricevitore : 1.1m

- $\lambda = 0.125m$

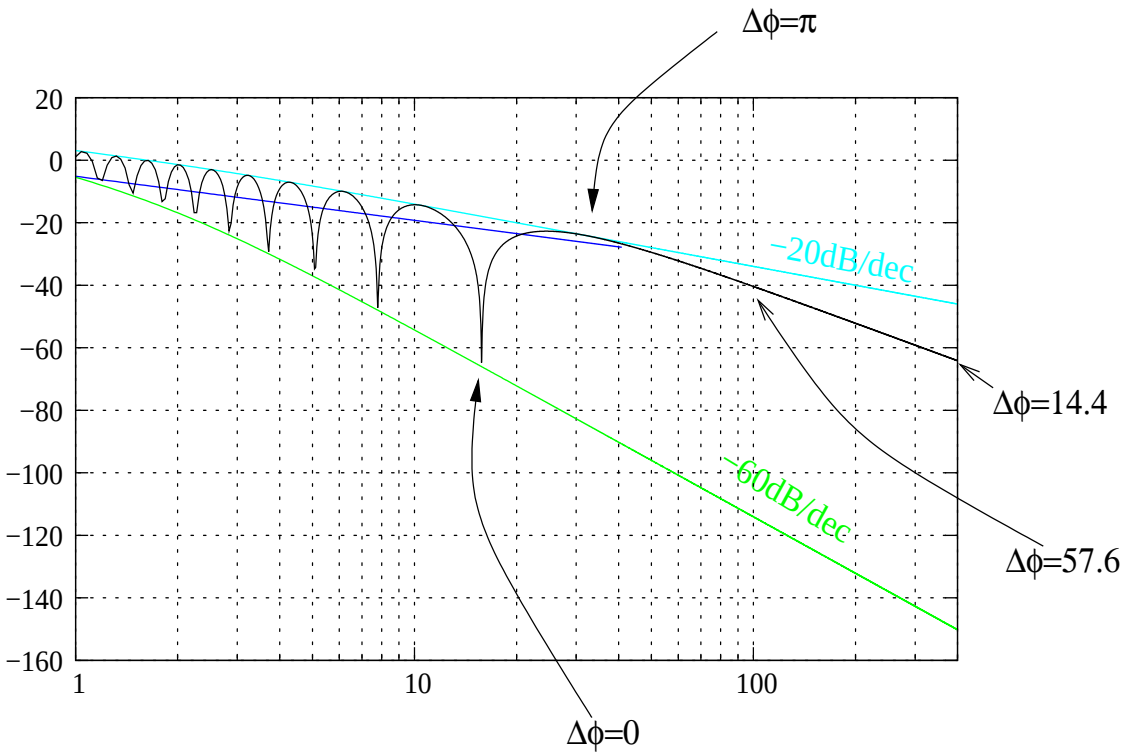

Figura 1.4: Attenuazione caratteristica del modello a due raggi.

Nella figura 1.4 sono state riportate anche le curve che intersecano i punti di interferenza distruttiva in verde (A_{id}) e costruttiva in azzurro (A_{ic}):

$$
\begin{aligned}
A_{id} &= 20\log\left(\left|\frac{1}{d_1}-\frac{e^{j0}}{d_2}\right|\right) \\
&= 20\log\left(\frac{1}{d_1}-\frac{1}{d_2}\right) \\
&= 20\log\left(\frac{d_2-d_1}{d_2 d_1}\right) \simeq 20\log\left(\frac{d_2-d_1}{d^2}\right) \simeq 20\log\left(\frac{2h^2}{d^3}\right) \\
&= -60dB/dec \\
A_{ic} &= 20\log\left(\left|\frac{1}{d_1}-\frac{e^{j\pi}}{d_2}\right|\right) \\
&= 20\log\left(\frac{1}{d_1}+\frac{1}{d_2}\right) \simeq 20\log\left(\frac{2}{d}\right) \\
&= -20dB/dec
\end{aligned}
$$

dove si è approssimato con Taylor la differenza $d_2 - d_1 \simeq \frac{2h^2}{d}$.
Si notano due zone :

1. Una prima zona individuata attraverso la retta di regressione lineare attraverso i minimi quadrati avente coefficente angolare pari a -13.7dB/dec.
   Va ricordato, che questa prima zona, non sarebbe comunque considerabile, in quanto l'andamento ottenuto era valido sotto la condizione per cui l'angolo di incidenza al suolo del raggio riflesso fosse molto piccolo. Consideriamo comunque questa zona in quanto può dare informazioni circa l'andamento qualitativo della potenza associata al segnale ricevuto.
   Questa zona inizia nelle immediate vicinanze del trasmettitore e termina ad una distanza critica pari alla distanza di Fresnel (si veda il capitolo 1.2.4 a pagina 23). Questa prima zona caratterizzata da interferenza costruttiva e distruttiva di onda diretta e riflessa genera una sequenza di massimi e minimi di periodo proporzionale alla lunghezza d'onda.
   Osservando l'ampiezza delle variazioni causate dai piccoli spostamenti si può concludere che questa zona è caratterizzata dallo small scale fading.

2. Si ha poi, una seconda zona, per distanze superiori a quella di Fresnel, per cui l'attenuazione è caratterizzata da una pendenza di -40dB/dec in quanto si ha :

$$\begin{aligned} A(d > d_{fresnel}) &= 20\log\left(\left|\frac{1}{d_1} - \frac{e^{j\Delta\phi}}{d_2}\right|\right) \\ &\simeq 20\log\left(\left|\frac{1 - e^{j\Delta\phi}}{d}\right|\right) \\ &\simeq 20\log\left(\left|\frac{1 - (1 + j\Delta\phi)}{d}\right|\right) \\ &\simeq 20\log\left(\frac{\Delta\phi}{d}\right) \\ &\simeq 20\log\left(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{2h_t h_r}{d^2}\right) \\ &\simeq -40dB/dec \end{aligned}$$

   Tale pendenza è indipendente dalla lunghezza d'onda, dal coefficente di riflessione caratteristico del suolo ed infine dalla quota a cui sono disposti trasmettitore e ricevitore.

Tutti i minimi della curva sono il risultato dell'interferenza distruttiva dovuta alla somma di due rotazioni di fase, la prima pari a π introdotta dalla riflessione al suolo e una seconda rotazione di fase nulla (2π), introdotta dalla differenza di cammino.

Tutti i massimi della curva sono il risultato dell'interferenza costruttiva dovuta alla somma di due rotazioni di fase, la prima pari a π introdotta dalla riflessione al suolo e una seconda rotazione di fase pari a π introdotta dalla differenza di cammino.
L'ultimo punto di interferenza distruttiva lo si può calcolare andando a considerare una differenza di fase fra raggio incidente e raggio riflesso pari a $\frac{2\pi}{\lambda}(d_2 - d_1) = 2\pi$, ottenendo la distanza di 16m circa.
L'ultimo punto di interferenza costruttiva, pari alla distanza di Fresnel lo si può ottenere con un calcolo analogo imponendo una differenza di fase fra raggio diretto e raggio riflesso pari a π ottendo una distanza pari a 32m circa.
Per distanze superiori a quella di Fresnel l'interferenza che si verifica è solo distruttiva e la curva non raggiungerà mai un nuovo minimo in quanto la differenza fra raggio diretto e riflesso diventerà sempre più piccola all'aumentare della distanza.

1.2.4 Diffrazione

La diffrazione è un fenomeno descritto dalle leggi di *Huyghen* che permette di spiegare come il segnale trasmesso riesca a raggiungere, superando un ostacolo, il ricevitore, nonostante quest'ultimo non sia nella LOS del trasmettitore e non vi siano in zona superfici riflettenti.
Il fenomeno può essere osservato nella figura 1.5 a pagina 23.

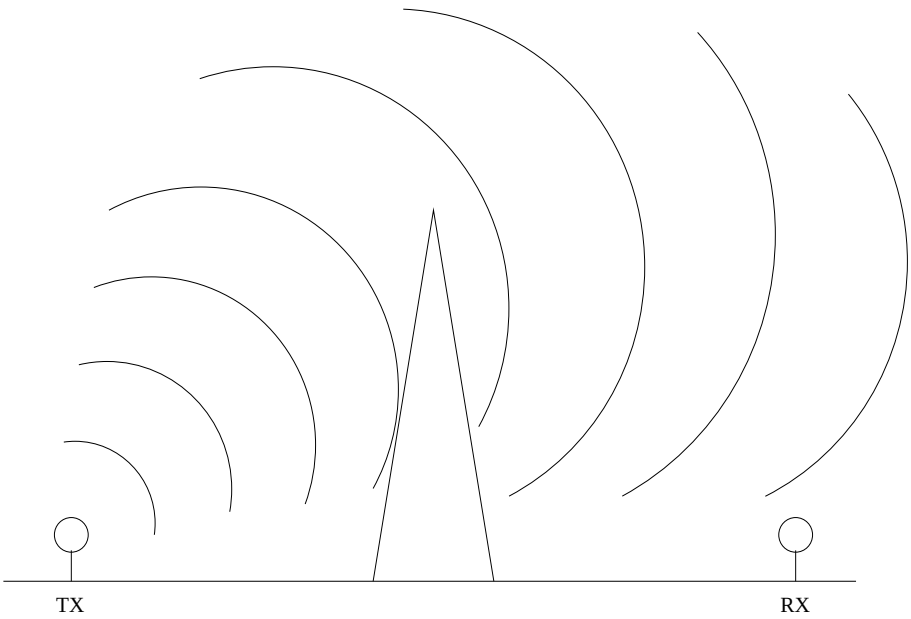

Figura 1.5: Diffrazione di un segnale su un ostacolo.

Va detto anche che la *LOS* non è sufficiente a garantire l'assenza di disturbi nella comunicazione, infatti bisogna considerare una regione di spazio più ampia detta *prima zona di Fresnel* come si può vedere nella figura 1.6 a pagina 24.

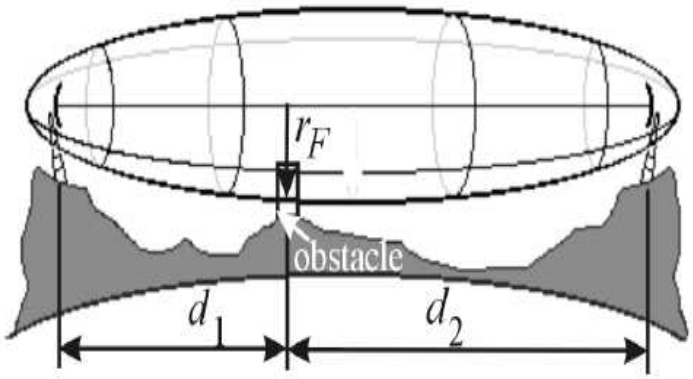

Figura 1.6: Prima zona di Fresnel.

Le zone di Fresnel sono elissoidi che individuano regioni dello spazio in cui il segnale subisce la medesima rotazione di fase rispetto al segnale che transita lungo la LOS. Ogni superficie di Fresnel $(1, 2, \ldots, n)$ individua una rotazione del campo elettrico pari a $n\pi$ con una conseguente differenza di cammino rispetto al segnale trasmesso lungo la LOS pari alla 1.3.

$$\frac{(n-1)\lambda}{2}; \frac{n\lambda}{2} \tag{1.3}$$

Il modulo del campo elettrico risulta degradato all'aumentare di n e di conseguenza per garantire una buona ricezione è sufficiente prendere in considerazione la sola prima zona.
Per garantire l'assenza di ostacoli all'interno del primo elissoide di Fresnel bisogna considerare il raggio di tale elissoide o meglio la distanza fra un punto dell'elissoide e la LOS come si può vedere nella figura 1.7 a pagina 25.

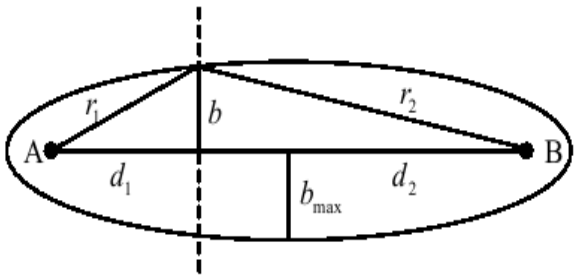

Figura 1.7: Dimensionamento della prima zona di Fresnel.

La distanza fra un qualunque punto dell'elissoide e la LOS è data dalla 1.4.

$$b = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 d_2}} \tag{1.4}$$

Il punto critico dell'elissoide è chiaramente quello mediano rispetto alla LOS in quanto in tale punto bisogna garantire la massima distanza fra la LOS e l'ostacolo. Tale punto può essere calcolato imponendo che $d_1 = d_2 = 0.5d$ ottenendo la 1.5.

$$b_{max} = \frac{\sqrt{\lambda d}}{2} \tag{1.5}$$

Supponendo di non avere a disposizione un ostacolo, ma di essere ad una certa quota, risulta interessante calcolare la distanza alla quale il primo elissoide di Fresnel risulta essere intersecato dal terreno.
Considerando la figura 1.3 a pagina 19 la differenza di cammino fra raggio diretto e raggio riflesso sarà data dalla :

$$d_2 - d_1 = \Delta \quad = \quad \left(\sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}\right)$$

se $d \gg h_t + h_r$ allora la precedente può essere approssimata con Taylor, e lo sfasamento fra raggio incidente e raggio riflesso risulta essere:

$$\Delta\phi \quad = \quad \frac{2\pi}{\lambda}\frac{2h_t h_r}{d}$$

ne risulta una distanza di Fresnel pari a:

$$d_F = \frac{4h_t h_r}{\lambda}$$

ne consegue una distanza critica per l'esempio fatto nel capitolo 1.2.3.1 a pagina 19 pari a 31.68m.

1.2.4.1 Knife edge diffraction model

Quando un oggetto entra nella prima zona di Fresnel provoca un'attenuazione del segnale, lo scenario può essere modellato considerando l'ostacolo come un piano di spessore nullo ovvero applicando il modello del *knife edge diffraction model*.
Nella figura 1.8 a pagina 26 si può vedere tale situazione.

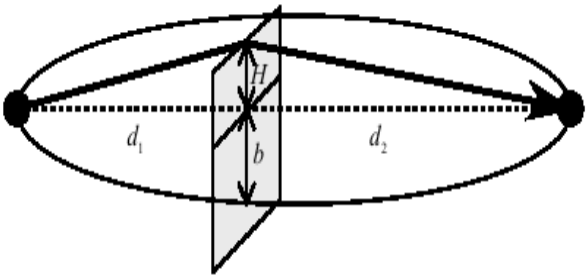

Figura 1.8: Knife edge diffraction model.

L'attenuazione che si ricava da tale modello è pari alla 1.6

$$F \approx 0.452 \left(\sqrt{(\nu - 0.1)^2 + 1} - (\nu - 0.1) \right) \tag{1.6}$$

dove ν è pari alla 1.7

$$\nu = \sqrt{2}\frac{H}{b} \tag{1.7}$$

Per valori di ν molto piccoli ovvero per $H \ll b$ si ha la tangenza del piano rispetto alla LOS e di consegenza il campo elettrico transitante risulta essere pari a metà di quello trasmesso ovvero $F \approx 0.5$.
All'aumentare dell'intersezione del piano con la zona di Fresnel l'attenuazione riduce rapidamente il campo elettrico transitante.

1.2.5 Scattering

Il fenomeno dello scattering si verifica in presenza di oggetti le cui dimensioni sono dell'ordine della lunghezza d'onda del segnale preso in considerazione.
Quando un segnale investe un oggetto con tali caratteristiche, viene alterato e riflesso in tutte le direzioni.
Il fenomeno dello scattering permette la comunicazione in situazioni molto particolari come quella in figura 1.9 a pagina 27.
All'aumentare della frequenza del segnale trasmesso il fenomeno si verifica anche in presenza dei gas atmosferici e della pioggia.

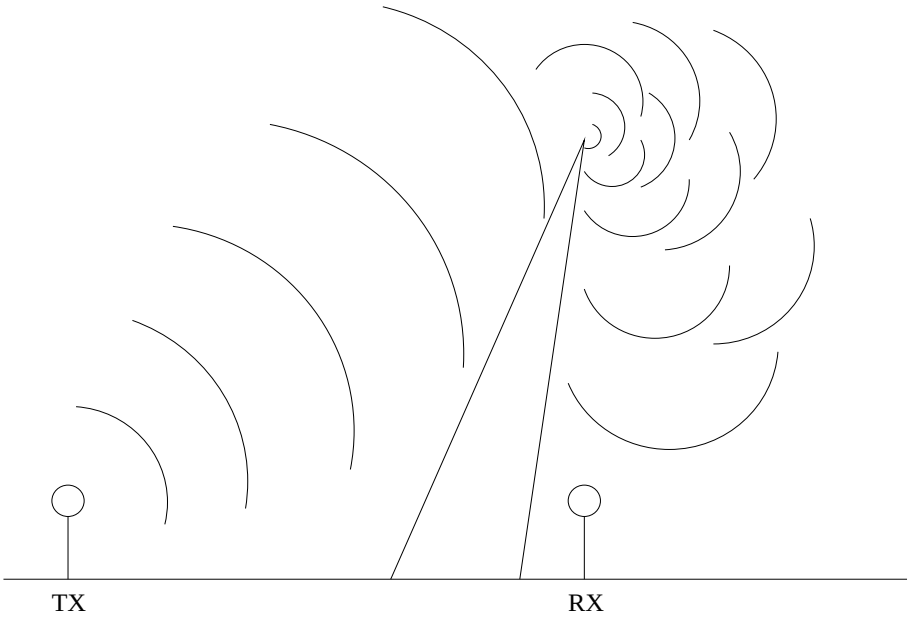

Figura 1.9: Fenomeno dello scattering.

La propagazione delle onde radio in prossimità del terreno necessita un criterio per stabilire se gli ostacoli che vengono incontrati sono tali da causare scattering. Il criterio di Rayleigh dà un'altezza critica al di sotto della quale le protuberanze del terreno sono considerate liscie:

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta}$$

1.2.6 Log-distance Path Loss Model

I modelli di propagazione del segnale sia teorici che empirici testimoniano come la potenza del segnale ricevuto decresca logaritmicamente con la distanza sia in ambiente outdoor che in quello indoor. La potenza media del segnale ricevuto risulta essere:

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n$$

dove n rappresenta un fattore tipico di attenuazione dell'ambiente che circonda trasmettitore e ricevitore. La figura 1.10 a pagina 28 mostra alcuni valori tipici per n.

Environment	Path loss exponent, n
Free space	2
Urban area cellular radio	2.7 to 3.5
Shadowed urban cellular radio	3 to 5
Obstructed in building	4 to 6
Obstructed in factories	2 to 3

Figura 1.10: Path loss exponents.

Considerando la relazione precedente in dB si ha che :

$$\overline{PL}(d) \propto \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

Il grafico della precedente relazione in una scala log-log mostra una pendenza di $10n\ dB/dec$ da attribuire all'attenuazione subita dalla potenza media del segnale ricevuto in funzione della distanza.

1.2.7 Log-normal shadowing

Il modello log-distance non tiene conto che a parità di distanza fra trasmettitore e ricevitore la differenza introdotta nella misura fra ambienti analoghi influisce in maniera fondamentale.
Le misurazioni effettuate in diversi ambienti hanno testimoniato che la $PL(d)$ in un particolare ambiente è fondamentalmente casuale e distribuita secondo un modello log-normale (normale in dB) nell'intorno di un valor medio dipendente dalla

distanza. Consideriamo la seguente relazione :

$$\begin{aligned} PL(d) &\propto \overline{PL}(d) + X_\sigma \\ &\propto \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \end{aligned}$$

dove X_σ rappresenta una distribuzione gaussiana a media nulla e varianza σ che in genere viene posta pari a $10dB$.
Adottando questo modello il canale risulta statisticamente descritto da tre parametri che sono :

1. La distanza di riferimento d_0.
2. L'esponente n caratteristico dell'ambiente in cui transita il segnale.
3. La deviazione standard σ di X_σ.

1.3 Small scale propagation models

I modelli di tipo smale scale propagation tengono conto delle piccole variazioni (sia temporali, sia spaziali) che possono avvenire in un canale radio.
Un canale radio può essere caratterizzato in questo ambito in due modi diversi :

1. *Time spreading* o *signal dispersion* in cui si prende in esame i fenomeni che producono interferenza ad un dato istante al variare della distanza fra ricevitore e trasmettitore.
2. *Time variance* in cui si prende in esame la tempo varianza del canale.

1.3.1 Time spreading

Il fenomeno del time spreading o signal dispersion è dovuto alla ricezione del segnale a seguito di cammini multipli (*multipath*), il canale risulta pertanto più o meno selettivo in funzione degli oggetti che circondano trasmettitore e ricevitore.
Per stimare questo fenomeno si definisce *banda di coerenza del canale* la quantità data dalla 1.8

$$B_c = \frac{\eta}{\sigma_\tau} \tag{1.8}$$

dove σ_τ è la deviazione standard dei ritardi ed è pari alla 1.9.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} c_i \left(\tau_i - \overline{\tau}\right)^2} \tag{1.9}$$

La deviazione standard dei ritardi σ_τ è calcolata rispetto ad un valor medio dei ritardi dato dalla 1.10

$$\overline{\tau} = \sum_{i=1}^{N} c_i \tau_i \tag{1.10}$$

dove τ_i rappresenta il ritardo introdotto dal cammino i-esimo mentre i pesi c_i sono il risultato della 1.11

$$c_i = \frac{a_i^2}{\sum_{k=1}^{N} a_k^2} \tag{1.11}$$

dove a_i rappresenta l'attenuazione lungo il cammino i-esimo.
In definitiva, la B_c, stima le variazioni del modulo della funzione di trasferimento del canale $|C(f)|$, in quanto per σ_τ molto bassi, ovvero per cammini non molto differenti fra loro, la B_c si dilata testimoniando un canale non distorcente entro la banda di coerenza.
Per σ_τ elevati dovuti a cammini molto diversi, la B_c si restringe imponendo alla banda del segnale trasmesso una forte limitazione per non incorrere in distorsioni.
Il parametro η che compare nella 1.8 viene utilizzato per imporre una tolleranza sulle variazioni di $|C(f)|$ entro B_c.
Se B_s è la banda di segnale trasmesso e B_c è la banda di coerenza, si hanno le seguenti caratterizzazioni per il canale :

1. $B_s \gg B_c \Longrightarrow T_s \ll \sigma_\tau$: *Selective fading channel*, il segnale subisce delle distorsioni in funzione della frequenza. Il tempo per trasmettere un simbolo è molto minore di σ_τ.

2. $B_s \ll B_c \Longrightarrow T_s \gg \sigma_\tau$: *Flat fading channel*, il segnale subisce un'attenuazione costante indipendentemente dalla frequenza. La deviazione standard associata ai tempi di arrivo è molto minore del tempo di segnalazione del simbolo.

σ_τ rappresenta la dispersione dei tempi di trasmissione rispetto al valor medio, se il suo valore è piccolo rispetto a T_s, il simbolo viene trasmesso senza che siano intercorse nel canale delle variazioni apprezzabili sul valor medio del tempo di trasmissione e di conseguenza si ha la trasmissione del simbolo priva di interferenze.

1.3.2 Time variance

Un ulteriore parametro da considerare nella modellazione di un canale radio è la sua tempo varianza ovvero la stima dell'attenuazione istantanea che il canale introduce in funzione del cambiamento di parametri quali la velocità di trasmettitore e ricevitore, oggetti che si muovono nella zona interessata dal segnale, alterazioni istantanee del canale, etc...

Per poter descrivere il fenomeno consideriamo la risposta del canale ad una sinosoide. L'autocorrelazione della risposta del canale $R(\Delta t)$, con $\Delta = t_1 - t_2$ dà una stima della correlazione che esiste, fra la risposta del canale al tempo t_1 e il tempo t_2.
Un parametro tipico di questa caratterizzazione è il tempo di coerenza T_c o *coherence time*, si tratta di una stima del tempo in cui il canale dovrebbe mantenere una risposta invariante.
Il valore di T_c permette di capire la velocità con cui cambia la risposta del canale rispetto al tempo di segnalazione del simbolo, si ottiene in questo modo una limitazione inferiore sulla velocità di segnalazione volendo evitare il fenomeno del *fast fading*.
Questo tipo di analisi svolto in frequenza permette di ricavare un parametro duale al *coherence time* chiamato *banda doppler* B_d o frequenza doppler f_d.
Il legame tra questi due paramtri è dato dalla 1.12.

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_d} \tag{1.12}$$

La frequenza doppler f_d è un parametro che mette in evidenza il problema del moto relativo fra ricevitore e trasmettitore in quanto la f_d è pari alla 1.13.

$$f_d = \frac{V}{\lambda} cos\,(\theta) \tag{1.13}$$

dove V è la velocità relativa fra trasmettitore e ricevitore, λ è la lunghezza d'onda della componente monocromatica del segnale ed infine θ è l'angolo fra la direzione del ricevitore e la direzione del segnale che gli perviene.
L'analisi in frequenza mette in risalto un'altro fenomeno interessante che è dovuto alla deriva della banda del segnale trasmesso a causa dell'effetto doppler. La banda del segnale trasmesso, subisce uno shift frequenziale per ogni componente, direttamente proporzionale alla componente monocromatica della banda. Ne risulta il fenomeno visibile in figura 1.11 a pagina 32.

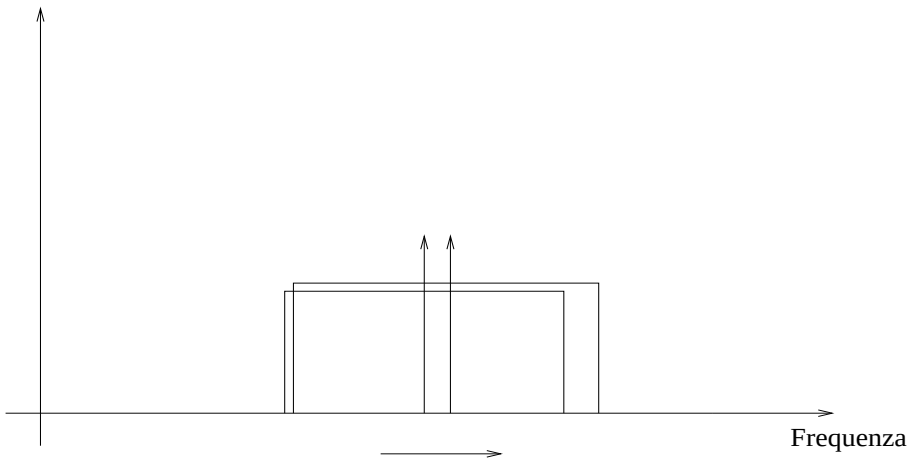

Figura 1.11: Effetto doppler su un segnale RF.

In definitiva se B_s è la banda del segnale trasmesso e B_d è la banda doppler del canale si hanno le seguenti caratterizzazioni per il canale :

1. $B_s \gg B_d \Longrightarrow T \ll T_c$: *Slow fading*, la rapidità con cui cambia il canale non è sufficiente a disturbare il segnale.

2. $B_s \ll B_d \Longrightarrow T \gg T_c$: *Fast fading*, la rapidità con cui varia il canale è tale da provocare distorsioni nel segnale trasmesso.

1.3.3 Introduzione ai modelli per lo small scale fading

I modelli che vengono presi in considerazione in questa sezione riguardano esclusivamente il caso dello *frequency non-selective channel* ovvero *flat channel*.
In questa ipotesi i modelli principali che vengono utilizzati sono 4 :

1. Rayleigh

2. Rice

3. Log-normal

4. Suzuki

La scelta del modello dipende solo ed esclusivamente dalla rapidità con cui varia il canale ovvero dalla sua tempo varianza.
I primi tre modelli riguardano due canali completamenti diversi, mentre Rayleigh e Rice vengono utilizzati per canali comunque flat ma fast fading, il modello log-normal viene considerato più attendibile per canali sempre flat ma slow fading.

L'ultimo modello, Suzuki, è il risultato della stima di più parametri che tengono conto sia di una variazione istantanea (fast fading) del canale sia di una variazione media (slow fading) della potenza ricevuta.

1.3.3.1 Rayleigh

La risposta del canale $C(f)$ è esprimibile in funzione di due soli parametri statistici ovvero il modulo ρ e la fase ϕ.
Il modulo del canale ρ risulta essere una variabile aleatoria descritta da una densità di probabilità di *Raylegh* pari alla 1.14.

$$p(\rho) = 2\rho e^{-\rho^2} \tag{1.14}$$

Questo modello è tipico delle comunicazioni radiomobili in cui non vi sia una componente prevalente ovvero in una situazione di NLOS, in questo caso infatti la variabile aleatoria che descrive la risposta del canale ha media nulla.

1.3.3.2 Rice

Nell'ipotesi in cui esiste una componente diretta prevalente ovvero nel caso di LOS si considera il modulo della risposta del canale come una variabile aleatoria descritta da una densità di probabilità di *Rice* data dalla 1.15.

$$p(\rho) = 2\rho(K+1)\, e^{-(K+1)\rho^2 - K} I_0\left(2\rho\sqrt{K(K+1)}\right) \tag{1.15}$$

dove $I_0(x)$ è la funzione di Bessel modificata di ordine 0, mentre K è il rapporto tra la potenza media della componente diretta e la componente diffusa.
Quando $K = 0$ non si ha componente diretta e si ottiene la densità di probabilità di *Raylegh*.

1.3.3.3 Log-normal

Questo modello viene utilizzato per descrivere gli effetti di fading di tipo *slow* ovvero *long term fading*. Il processo è ricavato dalla 1.16.

$$\lambda(t) = e^{\sigma\nu(t)+m} \tag{1.16}$$

dove $\nu(t)$ è un processo casuale gaussiano a media nulla e varianza unitaria mentre σ e m sono parametri che vengono utilizzati per calibrare la media e la varianza di tale processo.

1.3.3.4 Suzuki

Questo modello risulta dalla combinazione di una densità di probabilità log-normale e di una densità di probabilità di Rayleigh come si può vedere dalla 1.17.

$$\eta_{Suzuki}(t) = \xi_{Ryleigh}(t) \cdot \lambda_{Log-Normal}(t) \tag{1.17}$$

Il modello di Suzuki tiene conto in questo modo sia degli effetti *slow term fading* attraverso una densità di probabilità log-normale sia degli effetti *fast term fading* attraverso la densità di probabiltà di Ryleigh.

Capitolo 2

IEEE 802.11 : Lo Standard

2.1 Introduzione

Lo standard IEEE 802.11 è parte di una famiglia di standards che riguardano le LAN (Local Area Networks) e le MAN (Metropolitan Area Networks).
La relazione fra 802.11, e gli altri standards, appartenenti alla stessa famiglia la si può osservare in figura 2.1 a pagina 35.

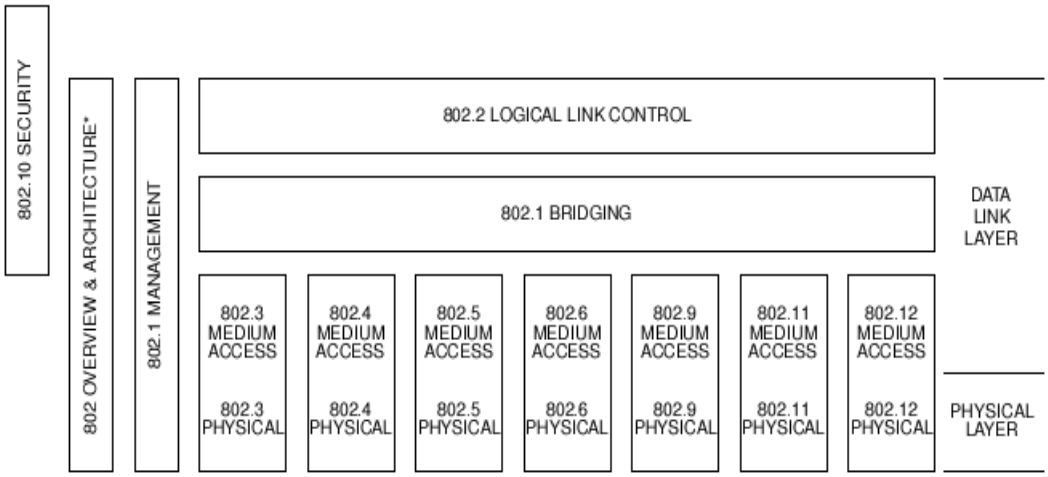

Figura 2.1: Lo famiglia 802.xx.

Tutta la famiglia degli standard 802.xx è posizionata fra il *Data Lynk Layer* ed il *Physical Layer* come viene riferito dal ISO OSI *International Organization*

for Standardization Open System Interconnection.
Gli standard della famiglia 802.xx definiscono una strategia per l'accesso al mezzo tipica del mezzo a cui essi si riferiscono.
Per quanto riguarda l'802.11, l'ISO OSI descrive il wireless LAN MAC *medium access control* e le *physical layer specifications.*
Lo standard definisce il protocollo e le architetture compatibili per la comunicazione sia via radio, sia via infrarossi utilizzando il CSMA/CA *carrier sense multiple access with collision avoidance medium sharing meccanism.*
Il MAC *medium access control* supporta sia architteture infrastrutturate sia architteture ad hoc in cui non è necessaria la presenza di nessun tipo di *access point* per garantire la comunicazione fra i vari hosts presenti nella WLAN.
Il protocollo include inoltre :

1. Servizi di *autenticazione*, *associazione*, *riassociazione.*

2. Procedure di encryption/decryption

3. Power management

4. Implementazioni della tecnologia infrarossa per il physical layer

5. Implementazioni della tecnologia radio per il physical layer

Il livello fisico implementa due tecnologie, una ad infrarossi ed una via radio. Quest'ultima permette l'utilizzo di due schemi

2.2 Descrizione generale

2.2.1 Differenze fra le LAN e le WLAN

Le *WLAN (wireless local area networks)* presentano caratteristiche che le rendono radicalmente differenti dalle normali reti cablate *wired LAN o LAN.*
Consideriamo ora le problematiche principali che devono essere affrontate su una architetttura wireless.

Il destination address non individua una postazione fissa In una LAN cablata un indirizzo di destinazione individua una postazione la cui posizione è ben determinata, mentre in una rete wireless un *destination address* individua una unità definita come *station* (STA). Questa entità rappresenta esclusivamente la destinazione di un messaggio e non una postazione geograficamente determinata.

Influenza del mezzo trasmissivo nell'architettura Il livello fisico *physical layer* definito in 802.11 è completamente diverso da quello definito nelle architetture cablate per le seguenti ragioni:

1. Il mezzo fisico non garantisce, in maniera assoluta e immediata, l'osservabilità delle varie STAs i cui trasmettitori non sono in grado di ricevere i frames trasmessi.

2. Il mezzo fisico non è protetto da segnali esterni e risente conseguentemente delle varie interferenze che possono verificarsi in esso a causa di altri dispositivi.

3. Il mezzo fisico è comunque meno affidabile di un qualunque mezzo trasmissivo cablato.

4. La topologia della rete è dinamica.

5. La rete wireless non è completamente connessa, si può verificare la presenza di STAs che riescono a ricevere frames solo da un sottoinsieme delle STAs effettivamente presenti *(hidden terminal problem)*

6. Il mezzo fisico soffre dei problemi dovuti alle trasmissioni radio ovvero tempo varianza del canale e asimmetrie di propagazione.

Gestione delle mobile STAs Lo standard 802.11 nasce con l'esigenza di manipolare STAs sia di tipo *mobile* sia di tipo *portable*.
Una portable STA viene spostata da una posizione ad un'altra, ma viene utilizzata solo e soltanto in una posizione ben determinata.
Una mobile STA viene utilizzata in qualunque istante, ovvero sia durante il movimento, sia in posizione fissa.
Considerando il mezzo fisico che si ha a disposizione, risulta comunque insufficente la gestione delle portable STAs, gli effetti dovuti alla propagazione del segnale, fanno si che le portable station vengano confuse come mobile STA.

Interazione con i layers IEEE 802 Lo standard IEEE 802.11 incorpora funzionalità molto specifiche al fine di eliminare la visione della mobilità ai layers sovrastanti. In particolare, l'adiacente livello sovrastante, LLC, *Logical Lynk Control Layer* deve interfacciarsi con il livello sottostante come con un qualunque altro layer IEEE 802, indipendentemente dalle problematiche viste precedentemente.

2.2.2 Componenti dell'architettura IEEE 802.11

L'architettura IEEE 802.11 consiste di tutta una serie di componenti che interagiscono e provvedono a rendere invisibile la mobilità ai livelli superiori.

L'elemento cardine dell'architettura è il BSS *Basic Service Set* definito come un gruppo di stazioni, fisse o mobili, collocate geograficamente all'interno di una cella, che possono stabilire connessioni dirette, o con l'ausilio di strutture intermedie.
La figura 2.2 a pagina 38 mostra due BSS ciascuna delle quali possiede due stazioni membro della BSS stessa.

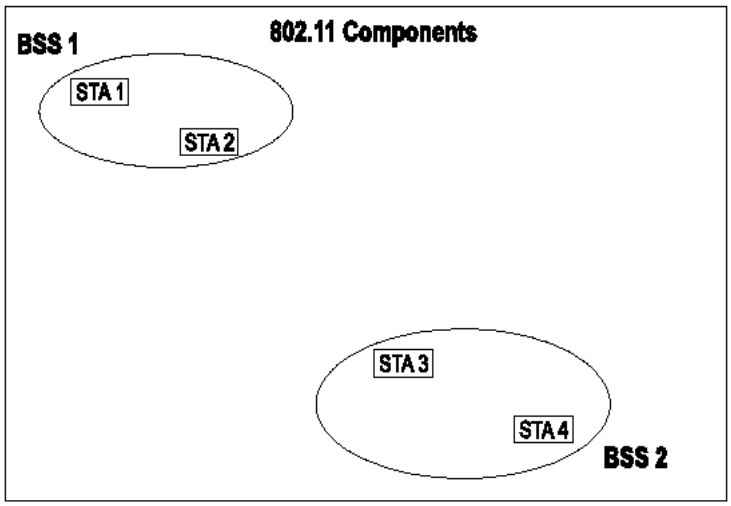

Figura 2.2: Basic service set.

2.2.2.1 IBSS : Indipendent BSS come ad hoc networks

La più piccola WLAN concepibile in accordo al protocollo IEEE 802.11 è costituita da due calcolatori che comunicano fra di loro. Più in generale quando si è in presenza di una serie di calcolatori che comunicano fra loro senza l'ausilio di un access point si parla di IBSS *Indipendent BSS*. La figura 2.2 a pagina 38 mostra due IBSS come reti ad hoc.

2.2.2.2 Distribution system

Per la maggior parte delle networks, la distanza che può essere coperta attraverso una rete ad hoc è insufficente e conseguentemente si rende necessaria l'introduzione di un nuovo componente che permetta sia l'ampliamento geografico della rete sia la comunicazione su una scala più vasta.
Le BSS possono esistere indipendentemente l'una dall'altra oppure venire a far parte di una più estesa forma di network in accordo alla quale le varie BSS sono collegate attraverso un nuovo componente chiamato DS *Distribution System*.

La figura 2.3 a pagina 39 mostra una possibile situazione.
Il DS è una architettura di cui non viene specificata la natura e conseguentemente può essere di vario genere come ad esempio ethernet, wireless, token ring o FDDI. Il DS è una sorta di backbone network responsabile della comunicazione inter BSS.

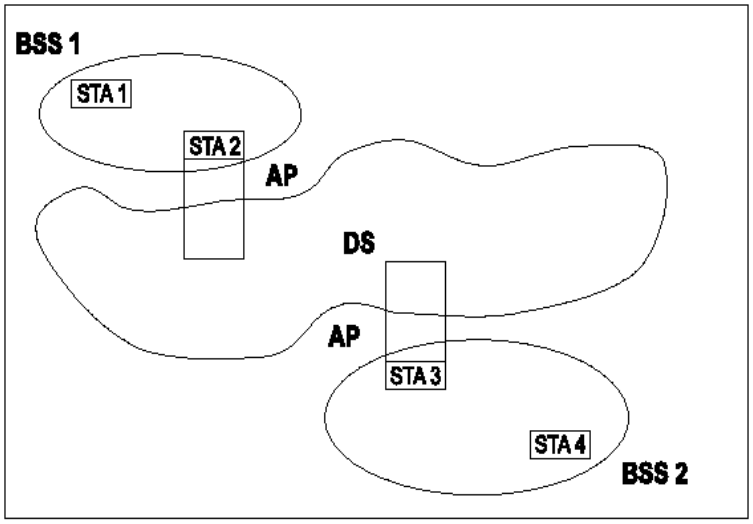

Figura 2.3: Distribution system.

La comunicazione fra le varie BSS e il DS è resa possibile dagli AP *access point*. Un AP è una STA che consente l'accesso al DS e fornisce i servizi del DS all'interno della BSS agendo da normale STA.
Il traffico dati si muove all'interno delle BSS e attraverso gli AP può raggiungere sia un qualunque host fisso sia una qualunque STA appartenente ad un'altra BSS.

ESS : extended service set Il DS e le varie BSS possono venire a costituire reti di varia complessità che lo standard definisce come ESS *Extended Service Set network*.
Un esempio di un ESS può essere visto in figura 2.4 a pagina 40.

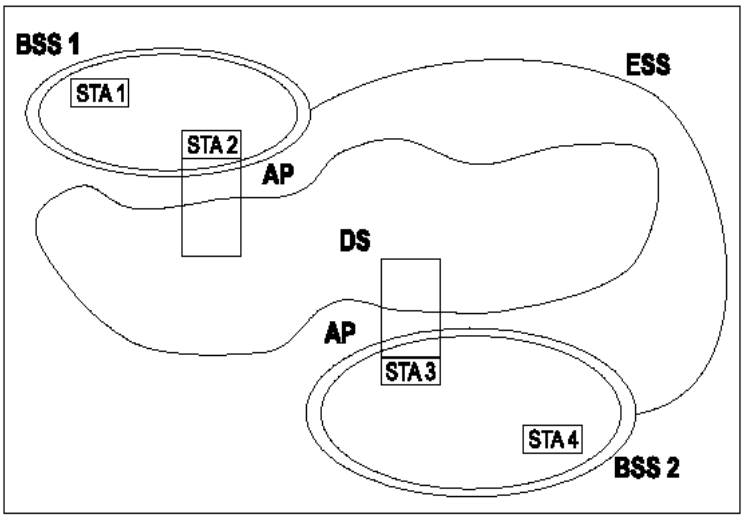

Figura 2.4: Extended service set network.

Il protocollo IEEE 802.11 permette ai livelli LLC *Logical Link Control* dello ISO OSI di comunicare senza essere a conoscenza dell'architettura sottostante che sia essa un seplice BSS oppure un complesso e strutturato ESS. In questo modo le varie stations possono muoversi all'interno del medesimo ESS senza che i vari LLC in esse implementati se ne accorgano.

2.2.2.3 Area

La copertura radio che una STA genera intorno a se varia dinamicamente sia nello spazio che nel tempo e conseguentemente risulta impredicibile.
La dinamicità del canale è tale per cui, anche nell'ipotesi in cui una STA sia immobile, la potenza del segnale ricevuto vari drasticamente nel tempo.
Il concetto di area di copertura nelle WLAN non esiste, in quanto non esiste una ben definita zona dello spazio in cui la STA riesce a scambiare frames con altre STAs.

2.2.3 Servizi logici

Lo standard IEEE 802.11 non fa riferimento ai dettagli implementativi del DS in quanto si prescinde dalla tecnologia di implementazione, si fa invece riferimento ai servizi che deve offrire detti *services*.
Ogni servizio è supportato da uno o più tipi di frame che devono essere fatti transitare per portare a buon fine l'adempimento del servizio.
Esistono due categorie di servizi,*station services* e *distribution system services*, entrambe usate dal livello MAC, implementate la prima sulle STAs mentre la seconda

sui DS. La figura 2.5 a pagina 41 riassume l'architettura IEEE 802.11 considerando i vari servizi offerti dalle varie componenti.

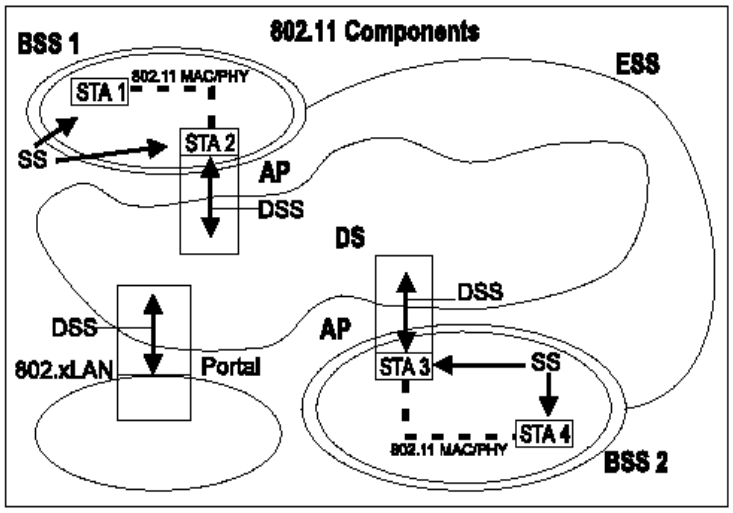

Figura 2.5: Architettura completa di IEEE 802.11.

2.2.3.1 SS : Station Services

Sono i servizi presenti su ciascuna STA, sia essa un mobile host o un AP.

1. Authentication
2. Deauthentication
3. Privacy
4. MSDU Delivery

2.2.3.2 DSS : Distribution System Services

Sono i servizi offerti dai soli AP per consentire l'accesso al DS.

1. Association
2. Disassociation
3. Distribution
4. Integration
5. Reassociation

2.2.4 Relazione fra i servizi

Ogni STA mantiene due variabili di stato :

1. Authentication state
2. Association state

In funzione del valore delle due variabili di stato, ogni STA può trovarsi in tre stati diversi :

1. Stato 1 : authentication=false , association=false
2. Stato 2 : authentication=true , association=false
3. Stato 3 : authentication=true , association=true

Ciascun stato identifica una classe di frame che può essere negoziata.
La figura 2.6 a pagina 42 mostra il diagramma di stato di una generica STA.

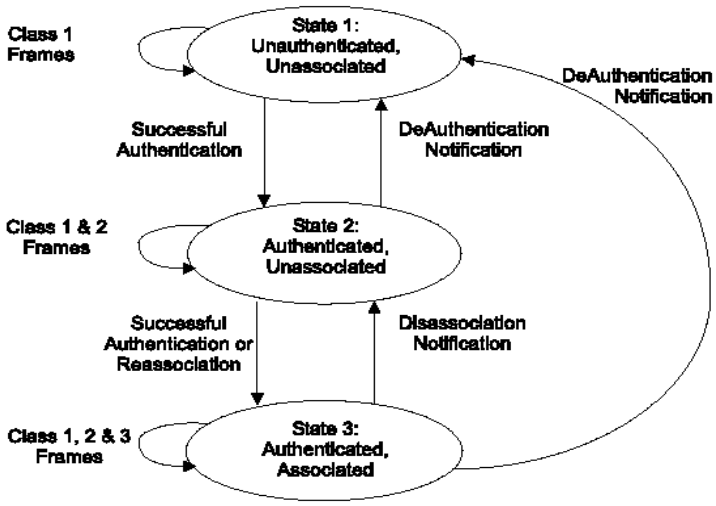

Figura 2.6: Diagramma di stato di una generica STA.

Le classi dei frame sono definite come segue :

1. Class 1 frames
   a) Control frames
      i. RTS

ii. CTS
iii. ACK
iv. CF-END+ACK
v. CF-END

b) Management frames
i. Probe request/response
ii. Beacon
iii. Authentication
iv. Deauthentication
v. ATIM

c) Data frames
i. Data con i bits ToDS e FromDS false.

2. Class 2 frames

a) Management frame
i. Association request/response
ii. Reasssociation request/response
iii. Disassociation

3. Class 3 frames

a) Control frames
i. PS-Poll

b) Managemet frames
i. Deauthentication

c) Data frames
i. Data frames
A. Data con i bits ToDS e FromDS true.

2.2.5 Modello di riferimento

L'architettura proposta dallo standard evidenza due parti fondamentali, il MAC sublayer contenuto nel Data Lynk Layer e il PLCP Sublayer contenuto nel Physical Layer.
La figura 2.7 a pagina 44 mostra il modello di riferimento adottato dallo standard.

[!h]

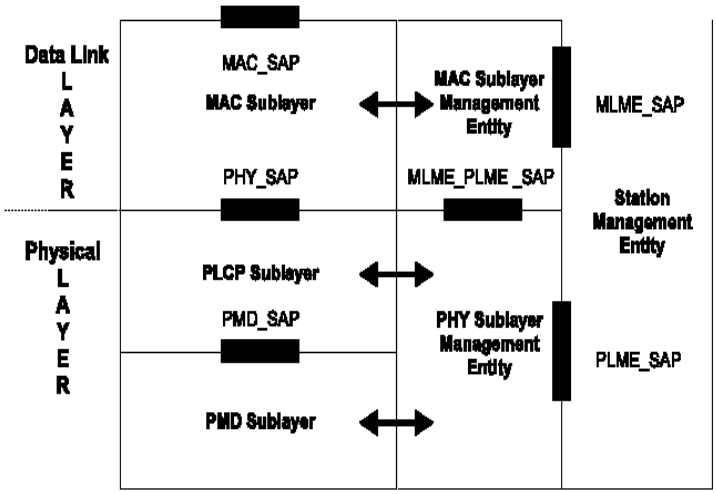

Figura 2.7: Modello di riferimento adottato da IEEE 802.11.

2.3 Formato dei frame

Il formato dei frame a cui si fa riferimento in questa sezione è quello che viene generato dal MAC sublayer per essere passato al PLCP sublayer del physical layer. Ogni frame è caratterizzato da tre componenti fondamentali :

1. *MAC Header* : Intestazione del frame.
2. *Frame Body* : il corpo del frame che trasporta i dati veri e propri.
3. *FCS* : Frame Check Sequence ovvero un CRC cyclic redundancy code a 32 bit.

Il formato generale di un frame può essere osservato nella figura 2.8 a pagina 44.

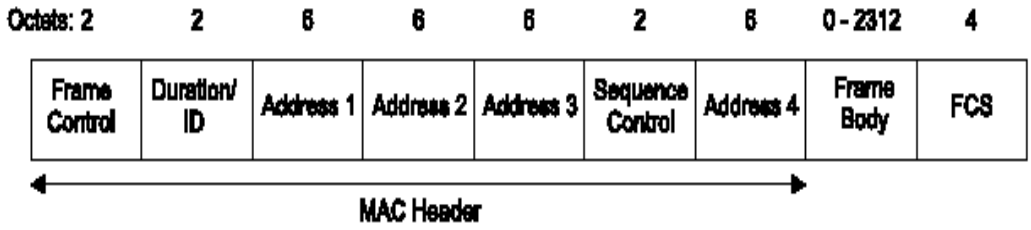

Figura 2.8: Generico frame MAC.

Si hanno i seguenti campi :

1. *Frame control* : costituito da una serie di campi come si può vedere nella 2.9 a pagina 45 :

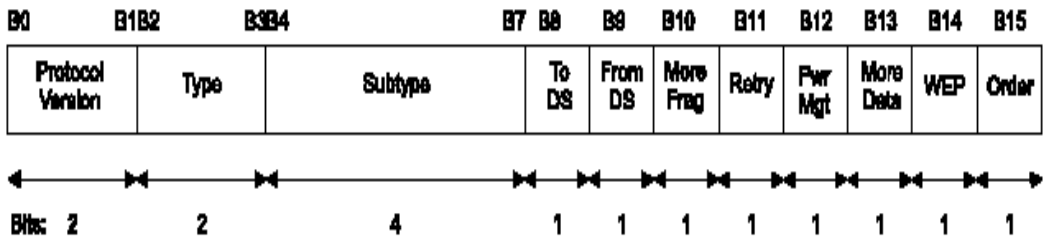

Figura 2.9: Frame control field.

   a) *Protocol version* : ha sempre valore 0.

   b) *Type e Subtype* : esistono tre tipi di frame con relativi sottotipi. La figura 2.10 a pagina 46 mostra le possibili combinazioni.

   c) *To DS* : flag che serve ad identificare i frame che devono transitare per il DS.

   d) *From DS* : flag che contraddistingue i frame che provengono dal DS.

   e) *More fragments* : flag che testimonia l'avvenuta frammentazione di una MSDU *MAC Service Data Unit*.

   f) *Retry* : flag che contraddistingue i frame ritrasmessi.

   g) *Power Management* : flag che identifica la modalità di power management della station che ha trasmesso il frame.

   h) *More data* : flag che viene controllato dagli AP per comunicare alle station che vi è almeno un'altra MPDU bufferizzata a seguito di un'avvenuta frammentazione.

   i) *WEP* : flag che indica l'utilizzo del campo data da parte dell'algoritmo WEP.

   j) *Order field* : flag che individua un frame che è stato trasferito utilizzando la service classe *StrictlyOrdered*.

2. *Duration/ID* : può trasportare o un numero identificativo della stazione trasmittente nel caso di *control type frames* oppure un valore di durata tipico del tipo di frame in cui viene inserito.

Type Value b3 b2	Type Description	Subtype Value b7 b6 b5 b4	Subtype Description
00	Management	0000	Association Request
00	Management	0001	Association Response
00	Management	0010	Reassociation Request
00	Management	0011	Reassociation Response
00	Management	0100	Probe Request
00	Management	0101	Probe Response
00	Management	0110-0111	Reserved
00	Management	1000	Beacon
00	Management	1001	ATIM
00	Management	1010	Disassociation
00	Management	1011	Authentication
00	Management	1100	Deauthentication
00	Management	1101-1111	Reserved
01	Control	0000-1001	Reserved
01	Control	1010	PS-Poll
01	Control	1011	RTS
01	Control	1100	CTS
01	Control	1101	ACK
01	Control	1110	CF End
01	Control	1111	CF End + CF-ACK
10	Data	0000	Data
10	Data	0001	Data + CF-Ack
10	Data	0010	Data + CF-Poll
10	Data	0011	Data + CF-Ack + CF-Poll
10	Data	0100	Null Function (no data)
10	Data	0101	CF-Ack (no data)
10	Data	0110	CF-Poll (no data)
10	Data	0111	CF-Ack + CF-Poll (no data)
10	Data	1000-1111	Reserved
11	Reserved	0000-1111	Reserved

Figura 2.10: Tipi e sottotipi che possono caratterizzare un frame.

3. *Addresses* : Nel frame MAC ci sono 4 indirizzi costituiti da :

   a) *BSSID* : ID univoco della BSS a cui appartiene il sender del frame.

   b) *DA* : destination address, MAC address del destinatario finale del frame.

   c) *SA* : source address, MAC address del sender del frame.

   d) *RA* : receiver address, MAC address dell'immediato destinatario del frame.

   e) *TA* : transmitter address, MAC address della station che ha eseguito la trasmissione del frame.

4. *Sequence control* : costituito da due campi come si può vedere in figura 2.11 a pagina 47.

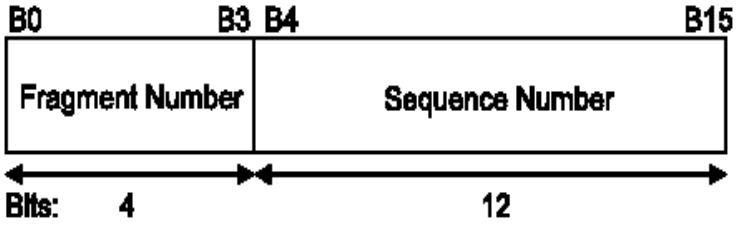

Figura 2.11: Sequence control field.

a) *Sequence Number* : numero di sequenza associato al frame trasmesso (MSDU).

b) *Fragment Number* : numero identificativo del frame (MSDU) frammentato (MPDU).

5. *Frame body* : corpo del frame.

6. *FCS* : rappresenta il CRC dell'intero frame.

2.3.1 Control frames

I frame di controllo più importanti sono i seguenti :

1. RTS : *request to send*

2. CTS : *clear to send*

3. ACK : *acknoledgement*

I frame di controllo sono tutti contraddistinti dallo stesso *frame control field* che è possibile vedere nella figura 2.12 a pagina 47.

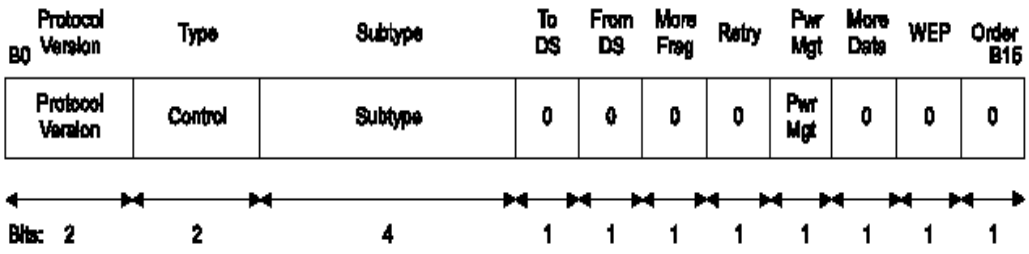

Figura 2.12: Frame control field di un frame di controllo.

2.3.1.1 Request To Send Frame

Il formato del frame lo si può vedere in figura 2.13 a pagina 48.

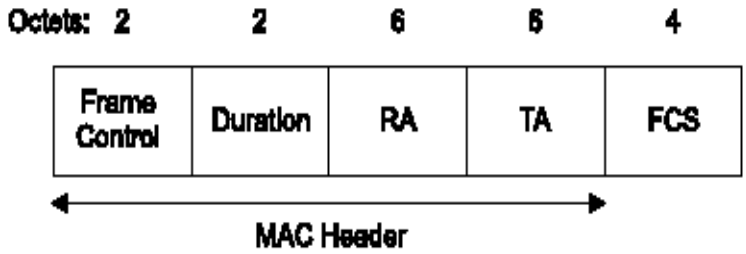

Figura 2.13: Request to send frame.

Si hanno tre campi tipici del frame :

1. *Duration* : campo che indica in microsecondi il tempo totale necessario alla trasmissione dei dati, di un frame CTS, di un frame ACK ed in fine tre intervalli di SIFS.
2. RA : indirizzo del'immediato destinatario del frame.
3. TA : indirizzo della stazione trasmittente.

2.3.1.2 Clear To Send Frame

Il formato del frame lo si può vedere in figura 2.14 a pagina 48.

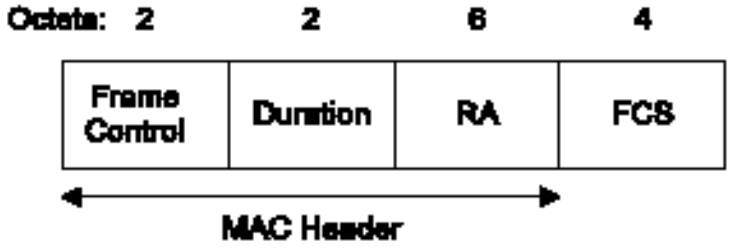

Figura 2.14: Clear to send frame.

Si hanno due campi tipici del frame :

1. *Duration* : viene copiato dal campo *duration* del RTS a cui fa riferimento al quale viene tolto il tempo in microsecondi per inviare il frame CTS e il relativo SIFS.

2. RA : viene copiato dal TA del RTS a cui fa riferimento.

2.3.1.3 Ack frame

Il formato del frame può essere visto in figura 2.15 a pagina 49.

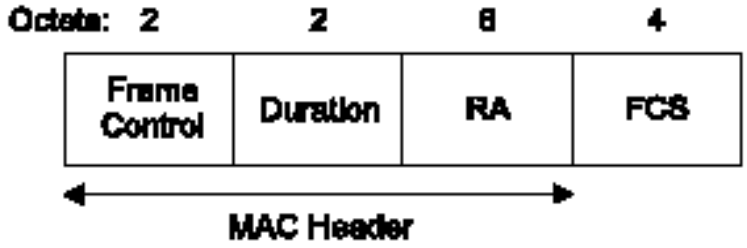

Figura 2.15: Ack frame.

Si hanno due campi caratteristici :

1. *Duration* : viene copiato dal campo *duration* del frame precedente a cui viene tolto il tempo in microsecondi per inviare il frame di ACK e il relativo SIFS.

2. RA : viene copiato dall'Address 2 del frame precedente.

2.3.2 Data frame

Il formato del frame data è indipendente dal sottotipo e lo si può vedere in figura 2.16 a pagina 49.

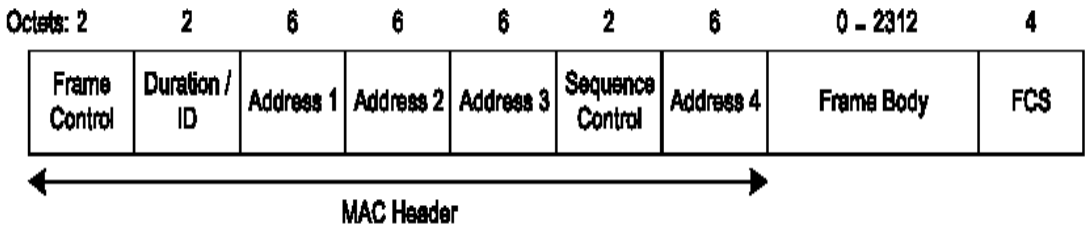

Figura 2.16: Data frame.

Il contenuto dei campi Address dipende dai bit FromDS e ToDS come si può vedere dalla figura 2.17 a pagina 50.

To DS	From DS	Address 1	Address 2	Address 3	Address 4
0	0	DA	SA	BSSID	N/A
0	1	DA	BSSID	SA	N/A
1	0	BSSID	SA	DA	N/A
1	1	RA	TA	DA	SA

Figura 2.17: Relazione fra i bit ToDS e FromDS con i campi Address.

Se il contenuto del campo viene considerato N/A (non applicabile) il campo non viene trasmesso. I campi address possono assumere i seguenti valori :

1. DA : Destination Address, indirizzo di destinazione della MAC-SDU
2. SA : Source Address, indirizzo sorgente della MAC-SDU
3. RA : Receiver Address, indirizzo dell'immediato destinatario rappresentato da un AP interno al DS.
4. TA : Transmitter Address, indirizzo dell'AP che sta trasmettendo il frame.

2.4 Il MAC sublayer

L'architettura del MAC sublayer prevede la coesistenza di due metodi di accesso al mezzo, il DCF o *distribueted coordination function* ed il PCF o *point coordination function*.
Prendiamo in considerazione solo il DCF, in quanto il PCF viene utilizzato su reti infrastrutturate, che non sono argomento di questo lavoro.
Il DCF che viene utilizzato in IEEE 802.11 è il CSMA/CA *carrier sense multiple access with collision avoidance*, si tratta di un algoritmo distribuito per l'accesso al mezzo che deve essere implementato su tutte le STAs.
Il CSMA prevede il sensing del mezzo per un tempo ben determinato (DIFS), a seguito del quale, se non sono state rilevate altre STAs in trasmissione viene fatto partire l'algoritmo di trasmissione.
Se il sensing del mezzo fallisce, allora la trasmissione viene schedulata nel futuro attraverso un algoritmo detto (*backoff alghoritm*).
L'utilizzo della funzionalità *collision avoidance* attraverso la negoziazione dei frame

RTS/CTS permette di ridurre in alcuni casi le collisioni e di risolvere il problema del *hidden terminal*.

2.4.1 DCF : Distributed coordination function

Il metodo di accesso al mezzo più semplice reso disponibile dal protocollo è un particolare tipo di DCF che permette di accedere al mezzo attraverso il CSMA/CA e rimandare l'accesso nel caso il mezzo sia occupato attraverso un algoritmo di *backoff*. Tutto il traffico dati è sottoposto al cosidddetto *positive acknowledgement*, in questo modo un frame DATA non riscontrato da un ACK frame viene ritrasmesso.
Il protocollo CSMA/CA è stato sviluppato con il preciso fine di diminuire la probabilità di collisione nel momento in cui essa è più alta. Non appena il mezzo diventa libero, dopo una trasmissione, si ha il momento in cui la probabilità di collisione è più alta. Questo fenomeno è dovuto alla presenza di più STA che ascoltano il mezzo in attesa che si liberi per poter iniziare a trasmettere. Per poter gestire questa situazione si ricorre all'algoritmo di *backoff*, che cerca di risolvere la contesa del mezzo.
Il sensing del mezzo viene portato a termine attraverso due meccanismi, il primo messo a disposizione dal livello fisico, mentre il secondo di tipo virtuale.
Il *virtual carrier sense mechanism* è implementato distribuendo informazioni circa l'uso futuro del mezzo. Questo meccanismo viene portato a termine in due modi, il primo attraverso la negoziazione dei frame RTS/CTS, mentre il secondo, attraverso la lettura del campo DURATION contenuto in qualunque frame DATA in transito. Lo scambio dei frame RTS/CTS prima del traffico dati è un metodo di informazione circa l'utilizzo futuro del mezzo. Entrambi i frame contengono un campo DURATION che permette a tutte le stazioni che lo osservano di fare una stima del tempo necessario per trasmettere il futuro frame DATA e ACK. Tutte le STA, che siano in grado di ricevere il solo RTS o il solo CTS o entrambi vengono a conoscenza in questo modo del tempo necessario alla futura trasmissione. In questo modo, anche le STA non in prossimità del trasmettitore vengono a conoscenza dell'allocazione futura del mezzo, attraverso l'analisi del frame CTS trasmesso dal ricevitore.
Va ricordato che il meccanismo RTS/CTS non può essere implementato in trasmissioni broadcast e multicast, in quanto esistono destinazioni multiple del frame RTS e potenzialmente esisterebbero più trasmettitori del frame CTS con destinazione la stessa STA. Il meccanismo RTS/CTS, inoltre, non è necessario per ogni frame DATA in transito, in particolare a causa del overhead che esso introduce è sconsigliato per frame DATA di dimensioni ridotte.

2.4.1.1 Carrier-sense mechanism

Le funzioni fisiche e virtuali di sensing del mezzo vengono utilizzate per valutare lo stato del mezzo. Il mezzo è considerato *busy* quando una delle due funzioni lo rileva

come tale, altrimenti il mezzo è considerato *idle*.
Il meccanismo fisico di sensing del mezzo è messo a disposizione dal livello fisico sottostante (*PHY* layer). I dettagli di questo meccanismo dipendono dall'implementazione del livello PHY.
Il meccanismo virtuale è implementato a livello MAC ed è incentrato sull'esistenza del *NAV* o *network allocation vector*. Il NAV mantiene una stima del futuro traffico sul mezzo in base al valore letto nel campo DURATION appartenente ai frame RTS e CTS che vengono scambiati prima di ogni frame DATA.
Il carrier-sense mechanism combina lo stato del NAV e lo stato della STA con il sensing del mezzo vero e proprio per determinare lo stato del mezzo.

2.4.1.2 MAC-Level acknoledgements

La corretta ricezione (anche dal punto di vista del FCS) di un qualunque frame necessita di essere riscontrata da parte dalla STA ricevente attraverso un frame di riscontro che in genere è costituito dall'ACK frame. Questa tecnica è conosciuta come *positive acknowledgement*.
La mancata ricezione di un ACK indica alla STA trasmittente che è avvenuto un errore. I seguenti scenari possono essersi verificati :

1. Mancata consegna del frame DATA al ricevitore
2. Mancata consegna del frame ACK al trasmettitore
3. Corruzione del frame DATA
4. Corruzione del frame ACK

2.4.1.3 Interframe space (IFS)

L'intervallo di tempo che separa i frame è definito come *IFS* o *inter frame space*.
L'utilizzo della tecnica DCF implica la conoscenza di tre intervalli di tempo :

1. SIFS : short interframe space
2. DIFS : DCF interframe space
3. EIFS : extended interframe space

La figura 2.18 a pagina 53 mostra l'utilizzo dei vari intervalli temporali.

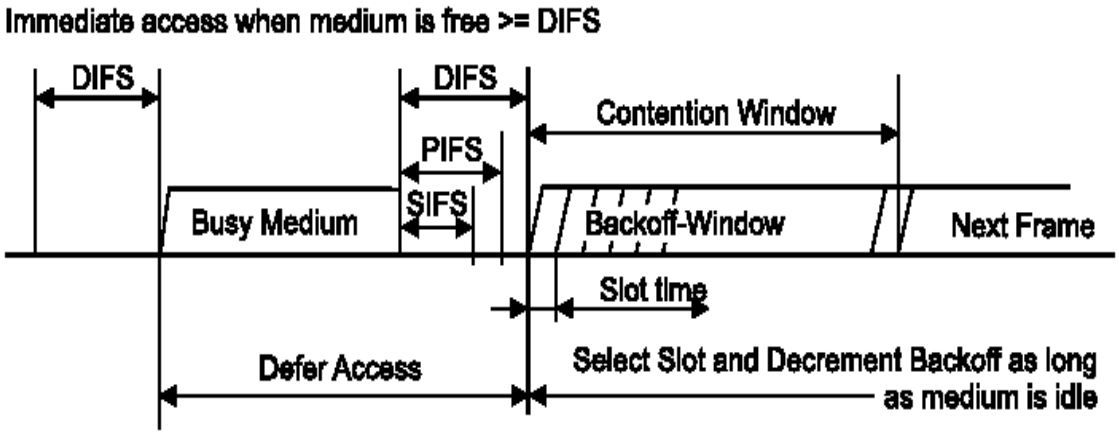

Figura 2.18: Intervalli temporali tipici del DCF.

Short IFS (SIFS) L'intervallo di tempo pari al SIFS viene utilizzato per i frame di ACK e CTS. Il SIFS viene considerato come l'intervallo di tempo che va dalla trasmissione dell'ultimo simbolo appartenente al frame precedente, fino alla ricezione del primo simbolo, appartenente al preambolo del frame seguente.

DCF IFS (DIFS) L'intervallo di DIFS viene utilizzato dalle STAs che operano in accordo al DCF per trasmettere frames sia di tipo DATA sia di tipo management. Una STA che utilizza DCF è autorizzata a trasmettere solo dopo avere rilevato il mezzo libero per un tempo pari al DIFS e sia spirato il tempo di backoff.

Extended IFS (EIFS) L'intervallo EIFS viene utilizzato nell'ambito di DCF quando il livello PHY di una STA comunica al livello MAC che si è rilevato un errore da parte del controllo FCS. La ricezione di un frame con il corretto FCS durante il tempo di EIFS, permette alla STA di riallinearsi allo stato attuale del mezzo con conseguente terminazione dell'intervallo di EIFS e proseguimento con il normale metodo di accesso al mezzo ovvero DIFS e se necessario backoff.

2.4.1.4 Random backoff time

Una STA che desidera trasferire un frame di tipo DATA o management invoca il carrier sense mechanism per determinare lo stato del mezzo. Se il mezzo risulta occupato, la STA continua il sensing del mezzo ininterrottamente fino al momento in cui il mezzo non risulta libero per un periodo di tempo pari al DIFS. Se l'ultimo frame è stato ricevuto corrotto allora il periodo di tempo necessario a considerare il mezzo libero risulta pari a l'EIFS. Quando il mezzo viene considerato idle (ovvero dopo

un tempo DIFS o EIFS in cui non si sono rilevate trasmissioni), la STA genera un tempo pseudocasuale di backoff che posticipa ulteriormente il tempo di trasmissione.

$$BackoffTime = Random() * aSlotTime \quad (2.1)$$

dove :

- $Random()$: intero pseudocasuale estratto da una distribuzione uniforme su un intervallo pari a $[0, CW]$, dove CW è un intero il cui valore è compreso nell'intervallo $aCWmin \leq CW \leq aCWmax$.
- $aSlotTime$: Dipendente dal livello PHY implementato.

Il parametro CW o *Contention Window* assume inizialmente il valore pari a aCWmin. La CW assume il valore successivo in una serie ben definita tutte le volte che è necessaria una ritrasmissione di un frame, fino ad assumere il valore massimo pari a $aCWmax$. Una volta raggiunto il valore precedente, la CW rimane tale fino a che un nuovo evento non la reimposta al valore $aCWmin$. Questo funzionamento garantisce la stabilità del protocollo in condizioni di canale molto sfavorevoli. La figura 2.19 a pagina 54 mostra l'andamento della CW a seguito di ritrasmissioni continuate.

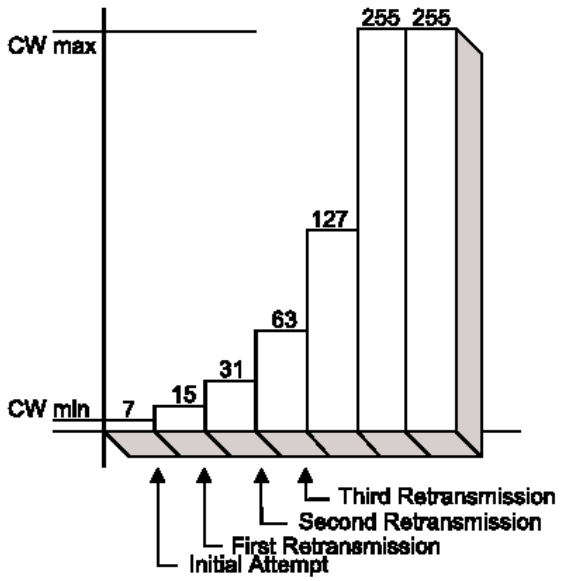

Figura 2.19: Andamento della CW a seguito di ritrasmissioni continuate.

La sequenza di valori assunti dalla CW è pari alla potenza di 2 meno 1 partendo da aCWmin fino ad aCWmax.

2.4.1.5 DCF access procedure

Basic access Il metodo base di accesso è quello descritto nelle sezioni precedenti e lo si può vedere rappresentato in figura 2.20 a pagina 55.

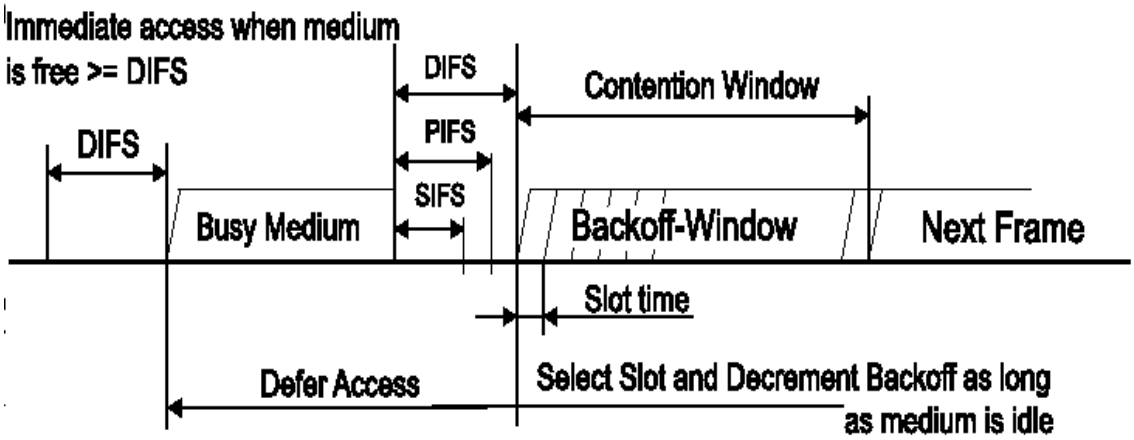

Figura 2.20: Metodo di accesso base del DCF.

La procedura di base per l'accesso al mezzo prevede la trasmissione di un frame non appena il mezzo venga osservato idle per un tempo pari al DIFS o al EIFS. Se il mezzo viene valutato busy viene invocato l'algoritmo di backoff. In genere la procedura è diversa per diminuire ulteriormente la contesa del mezzo come viene spiegato nelle sezioni successive.

Backoff procedure La procedura di backoff viene invocata da una STA dopo che il mezzo è stato rilevato busy oppure si è verificato un errore nel trasferimento del frame a causa del mancato riscontro (ACK frame).
La figura 2.21 a pagina 56 mostra la procedura di backoff in presenza di 5 STA.

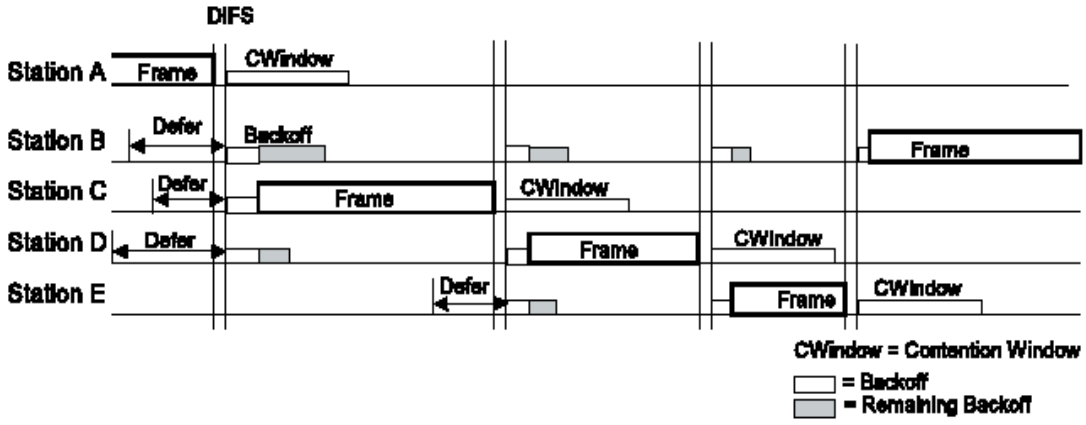

Figura 2.21: Procedura di backoff.

Per iniziare una procedura di backoff, la STA setta un timer (backoff timer) al valore calcolabile attraverso l'equazione 2.1 a pagina 54 pari alla backoff window. La backoff window deve iniziare a trascorrere dopo un tempo di DIFS o un EIFS durante i quali il mezzo deve essere rilevato idle.
Durante la backoff window una STA osserva il mezzo per determinare se vi è attività in esso. La backoff window viene decrementata di uno slot per ogni backoff slot in cui il mezzo viene rilevato idle.
Se durante la backoff window, ad un dato istante, il mezzo viene rilevato busy, la procedura di backoff viene sospesa. Il mezzo dovrà essere rilevato idle per un tempo pari al DIFS o al EIFS prima che la procedura di backoff abbia di nuovo inizio.
La procedura di backoff deve essere invocata alla fine di ogni trasmissione anche se non vi sono ulteriori trasmissioni in coda. Nell'ipotesi in cui la trasmissione sia andata a buon fine con la ricezione di un frame di ACK allora la procedura inizia al termine della ricezione dell'ACK. Se la trasmissione non è andata a buon fine e l'ACK non viene ricevuto, la procedura di backoff ha inizio allo spirare del timer che il trasmettitore ha associato al frame di ACK. Questo scenario garantisce che ogni frame venga separato da almeno una backoff window.
Le stazioni si sincronizzano ascoltando il mezzo per un tempo pari al DIFS, invocano la procedura di backoff, che determinerà la prossima STA a trasmettere. La STA che trasmetterà sarà quella che ha schedulato un tempo minore delle altre e iniziando a trasmettere annullerà le procedure di backoff delle altre STA che si disporranno in ascolto sul mezzo.

Procedure di recupero Il recupero da errore è responsabilità della STA che ha trasmesso il frame.
Il recupero da errore viene effettuato attraverso la ritrasmissione del frame di cui non

è avvenuto il riscontro (ACK frame). Le ritrasmissioni dello stesso frame avvengono fino a che il frame non viene riscontrato oppure fino al raggiungimento del numero massimo delle ritrasmissioni.
Il numero di ritrasmissioni associate ad un frame viene salvato in due variabili in funzione della politica di accesso al mezzo (CSMA o CSMA/CA). Viene incrementato il *short retry count* se il frame da trasmettere ha dimensione inferiore al *dot11RTSThreshold*, mentre viene incrementato il *long retry count* se la dimensione del frame è tale da attivare la negoziazione dei frame RTS/CTS. In entrambi i casi il frame viene ritrasmesso per un numero di volte comunque inferiore al numero massimo di ritrasmissioni possibili e successivamente viene scartato.

Gestione del NAV Le STAs che ricevono un frame valido possono aggiornare il loro NAV con l'informazione prelevata dal campo DURATION del frame, nell'ipotesi in cui il nuovo NAV sia maggiore del vecchio oppure il frame non sia indirizzato proprio alla stazione ricevente.
La figura 2.22 a pagina 57 mostra la gestione del NAV da parte di STAs che ascoltano il canale utilizzato durante una trasmissione.

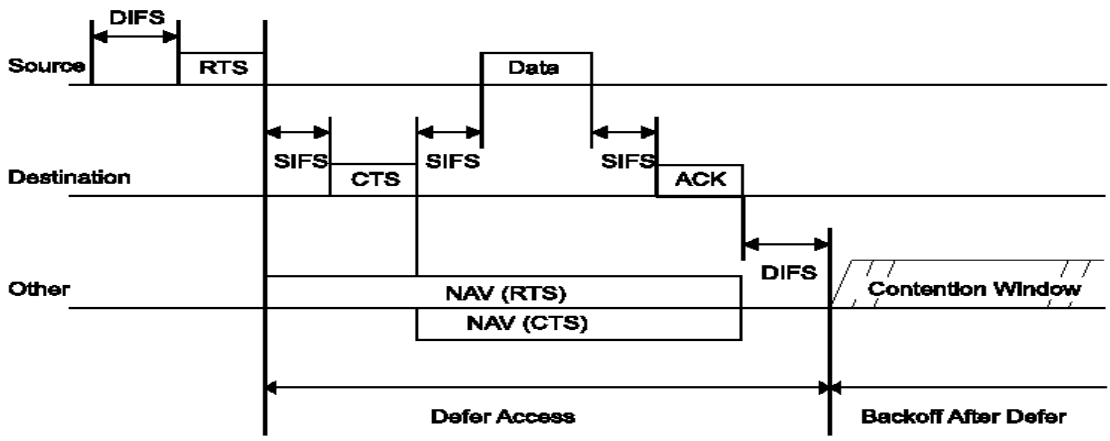

Figura 2.22: Gestione del NAV.

La figura mostra l'aggiornamento del NAV per le STAs che possono ricevere il solo RTS oppure per le STA che possono ricevere il solo CTS.

Procedura CTS Una STA che riceve un frame RTS a lei indirizzato deve rispondere con un frame CTS dopo un periodo di SIFS solo e soltanto se il suo NAV indica un mezzo libero. Se il NAV sulla STA ricevente indica la presenza di un mezzo busy allora la STA non trasmette il CTS. Il campo RA del CTS viene copiato dal

campo TA del frame RTS, mentre il campo DURATION del CTS viene calcolato dal DURATION del RTS sottraendo un SIFS e il tempo necessario a trasmettere il CTS.
La STA che trasmette il frame RTS schedula un timer *CTSTimeout interval* per l'attesa del CTS. La STA conclude che la trasmissione del frame RTS è fallita se il CTSTimeout interval spira prima della ricezione del frame CTS. Qualunque altro frame ricevuto durante tale intervallo fa fallire la procedura di RTS e invocare il backoff.

2.4.1.6 Procedura di ACK

Una STA genera un frame di ACK tutte le volte che riceve un frame unicast, a lei indirizzato, che necessita di riscontro. La trasmissione del frame di ACK inizia dopo un tempo di SIFS successivo alla ricezione del frame da riscontrare indipendentemente dallo stato del mezzo.
La STA trasmittente attende un tempo pari all'ACKTimeout prima di concludere che la trasmissione è fallita. Se il timer spira prima dell'arrivo del frame di ACK allora la STA invoca la procedura di *backoff*. L'arrivo di un qualunque altro frame all'interno del tempo di attesa fa fallire la trasmissione e invoca la procedura di backoff.

2.5 Il PHY layer

Il PHY layer rappresenta l'interfaccia fra il MAC layer e il wireless medium.
Il livello fisico (PHY) implementa tre funzionalità diverse :

1. Fornisce un interfaccia allo scambio di frame fra il MAC layer ed il PHY layer ad opera del PLCP o *Physical Layer Convergence Procedure*, un sublayer situato fra il MAC ed il PMD o *Physical Medium Dependent Layer*.

2. Genera il segnale modulato a partire dal frame, attraverso il PMD.

3. Fornisce una rilevazione della portante, ovvero un indicazione dell'occupazione del mezzo, al MAC layer sovrastante.

Il livello PHY dipende dalla versione del protocollo in esame e per ciascuna versione sono previste più implementazioni.Consideriamo all'interno di questa sezione, le due implementazioni più significative, la prima per 802.11b ovvero DSSS o *Direct Sequence Spread Spectrum* e la seconda per 802.11g ovvero OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*.

2.5.1 PHY Layer di 802.11b

Il livello fisico di 802.11b è fondamentalmente costituito da due funzioni:

1. Una *PHY convergence function* o interfaccia che rende possibile il trasferimento delle MPDU, provenienti dal MAC layer, allo strato sottostante PMD, dipendente dal mezzo fisico. Questo funzione è resa possibile dal PLCP che incapsula la MPDU (MAC layer protocol data unit) in una PPDU o PLCP layer protocol data unit.

2. Un sistema PMD o *physival medium dependent* che definisce le caratteristiche e i metodi sia di trasmissione che di ricezione dei frame fra le varie STA.

2.5.1.1 PLCP sublayer

In questa sezione vengono presi in esame i meccanismi che permettono di trasformare una MPDU o PSDU in una PPDU. Sono possibili due intestazioni diverse in funzione del preambolo scelto. La scelta del preambolo lungo permette l'interoperabilità con la versione vecchia del protocollo a 1 e 2Mb/s, mentre la scelta opzionale del preambolo corto permette prestazioni superiori ma alle sole velocità di 2, 5.5 11Mb/s. La figura 2.23 a pagina 59 mostra la PPDU nell'ipotesi in cui si scelga il preambolo lungo.

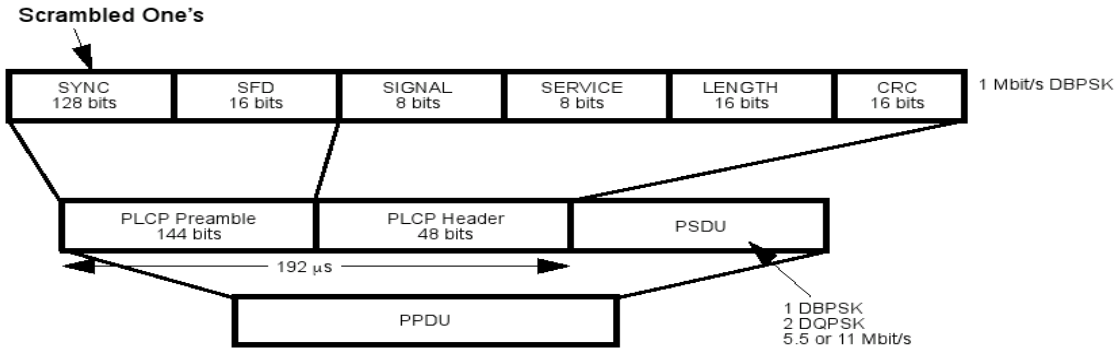

Figura 2.23: PLCP-PDU con preambolo lungo.

Si può notare il PLCP preamble della lunghezza di 144 bits e il PLCP header della lunghezza di 48 bits entrambi trasmessi alla velocità di 1Mb/s con un risultante tempo complessivo di trasmissione pari a $192\mu s$. La figura 2.24 a pagina 60 mostra la PPDU nell'iptesi in cui si scelga il preambolo corto.

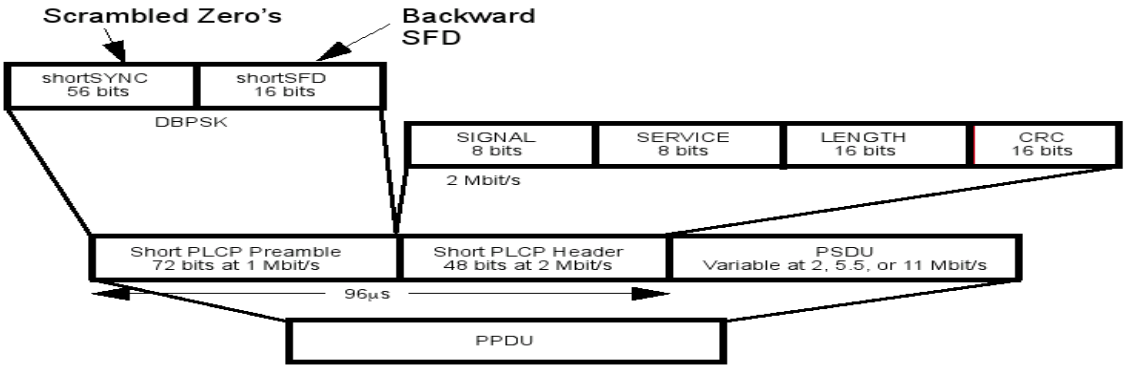

Figura 2.24: PLCP-PDU con preambolo corto.

In questo caso il preambolo è stato ridotto da 144 a 72 bits comunque trasmessi ad 1Mb/s mentre la lunghezza dell'intestazione risulta inalterata ma trasmessa ad una bit/rate doppia pari a 2Mb/s per un tempo di trasmissione complessivo pari a $96\mu s$.

2.5.1.2 PMD sublayer

Sono definiti 4 tipi di modulazioni e altrettanti data rate.
Il metodo di accesso base è quello ad 1Mb/s utilizzando DSSS/DBPSK. Esiste poi, un metodo di accesso definito *enhanced*, che permette di trasmettere a 2Mb/s utilizzando DSSS/DQPSK. Si hanno infine altri due metodi definiti *extended* che permettono di raggiungere le velocità di 5.5Mb/s e 11Mb/s basati su CCK/DQPSK.
Le modulazioni basate su DSSS ovvero a 1Mb/s e 2Mb/s codificano il flusso informativo con la sequenza di Barker, ovvero :

+1,-1,+1,+1,-1,+1,+1,+1,-1,-1,-1

L'utilizzo di una sequenza per codificare il bit genera una espansione dello spettro del segnale con una conseguente diminuzione della densità spettrale di potenza. La sequenza di Barker garantisce una buona riconoscibilità di se stessa da parte di un filtro a comparazione permettendo l'estrazione del segnale dal rumore di fondo. La velocità pari a 1Mb/s è ottenuta codificando 1 bit con un simbolo mentre 2Mb/s sono ottenuti codificando 2 bit con un simbolo. La figura 2.25 a pagina 61 mostra la codifica del simbolo e del bit in funzione della bit/rate.

Table 106—1 Mbit/s DBPSK encoding table

Bit input	Phase change (+jω)
0	0
1	π

Table 107—2 Mbit/s DQPSK encoding table

Dibit pattern (d0,d1) (d0 is first in time)	Phase change (+jω)
00	0
01	π/2
11	π
10	3π/2 (–π/2)

Figura 2.25: Codifica del simbolo per le bit rate pari a 1Mb/s e 2Mb/s.

Le bit/rate a 5.5Mb/s e 11Mb/s vengono ottenute attraverso la tecnica di codifica CCK o *Complementary Code Keying*.
Il flusso informativo viene partizionato in bit e successivamente vengono generati i cosidetti parametri di fase. La figura 2.26 a pagina 61 mostra i parametri di fase per la bit/rate a 5.5Mb/s.

Dibit pattern (d0, d1) (d0 is first in time)	Even symbols phase change (+jω)	Odd symbols phase change (+jω)
00	0	π
01	π/2	3π/2 (–π/2)
11	π	0
10	3π/2 (–π/2)	π/2

Figura 2.26: Parametri di fase per CCK 5.5Mb/s.

La figura 2.27 a pagina 62 mostra i parametri di fase per la bit/rate pari a 11Mb/s.

Dibit pattern [di, d(i+1)] (di is first in time)	Phase
00	0
01	π/2
10	π
11	3π/2 (–π/2)

Figura 2.27: Parametri di fase per CCK 11Mb/s.

Calcolati i parametri di fase in funzione dei bit, viene generata la cosidetta code word CCK, costituita da 8 chip complessi, ciascuno funzione di uno o più parametri di fase. La figura 2.28 a pagina 62 mostra il calcolo della code word CCK.

$$c = \{e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)},$$
$$-e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j\varphi_1}\}$$

Figura 2.28: Calcolo della code word CCK.

La code word rappresenta un simbolo che verrà trasmesso con la modulazione DQPSK.

2.5.2 PHY Layer di 802.11g

Il livello fisico di 802.11g fornisce 4 modi operazionali di cui due più importanti :

1. ERP-DSSS/CCK : rappresenta la modalità di funzionamento per garantire la compatibilità con 802.11b ovvero per quanto riguarda le bit/rate pari a 1,2,5.5,11Mb/s.

2. ERP-OFDM : costituisce la modalità tipica del g per le velocità pari a 6,9,12,18,24,36,48,54Mb/s

Anche in questo caso, analogamente al 802.11b si hanno due sublayer ovvero il PLCP ed il PMD. Mentre il PLCP rappresenta l'interfaccia fra il MAC layer e il PMD, quest'ultimo si occupa della trasmissione e della ricezione dei frame.

2.5.2.1 PLCP sublayer

In questa sezione consideriamo il caso corrispondente al modo operazionale ERP-OFDM. La figura 2.29 a pagina 63 mostra l'intestazione generata su una MPDU dal PLCP per costruire una PPDU.

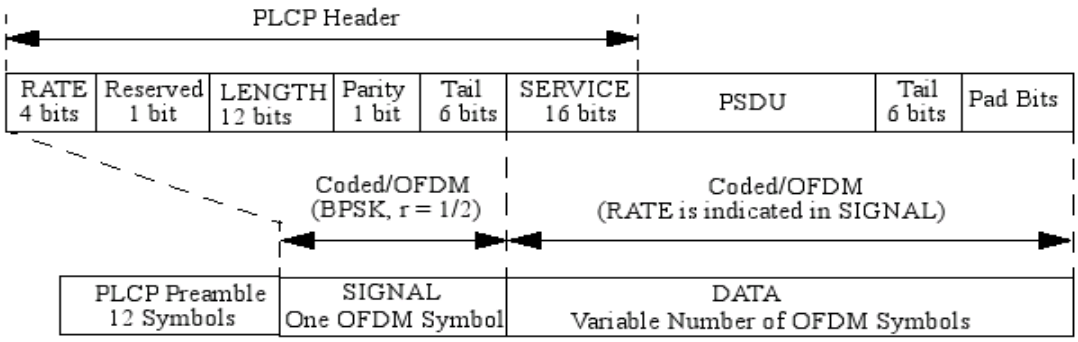

Figura 2.29: PLCP-PDU di 802.11g

L'overhead introdotto dal preambolo è pari a $16\mu s$, mentre il campo SIGNAL introduce un ritardo pari a $4\mu s$, per un tempo complessivo pari a $20\mu s$ indipendentemente dalla bit/rate che viene adottata. A questo tempo deve essere sommato il tempo per trasmettere il campo SERVICE, il TAIL e il PAD. L'overhead introdotto da questi campi è funzione della bit/rate e non è costante come il precedente.
Ogni simbolo dello schema OFDM codifica un numero di bit in funzione della bit/rate come si vede dalla figura 2.30 a pagina 64.

Data rate (Mbits/s)	Modulation	Coding rate (R)	Coded bits per subcarrier (N_{BPSC})	Coded bits per OFDM symbol (N_{CBPS})	Data bits per OFDM symbol (N_{DBPS})
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

Figura 2.30: Parametri dipendenti dalla bit/rate.

Capitolo 3

Hardware e software

3.1 Hardware

In questa sezione verrà descritto l'hardware ed il software che è stato utilizzato in questa tesi. Per quanto riguarda l'hardware abbiamo avuto a nostra disposizione 5 calcolatori e 3 schede wireless, mentre il software era costituito da un programma trasmettitore.

3.1.1 I computers

I calcolatori a nostra disposizione erano 2 Acer e 3 Ibm le cui caratteristiche vengono riportate di seguito :

- Acer Travelmate 220, Hostnames : *martin*, *falco*
  1. Sistema operativo : Linux Debian
  2. Processore : Mobile Intel Celeron fino a 1.33GHz con 256KB di cache
  3. Memoria : 256MB
  4. HDD : 20GB
  5. Networking : Modem/Fax 56Kbps e scheda 10/100 Base-T Ethernet
  6. Interfaces : 1 slot PCMCIA Cardbus a 32 bit tipo 2, 1xRJ-11 per modem, 1xRJ-45 per Ethernet
- Ibm Thinkpad R40e, Hostnames : *passero*, *pettirosso*, *cardellino*
  1. Sistema operativo : Linux Debian
  2. Processore : Intel Celeron 2Ghz con 256KB di cache
  3. Memoria : 256MB

4. HDD : 30GB
5. Networking : Modem/Fax 56Kbps e scheda 10/100 Base-T Ethernet
6. Interfaces : 1 slot PCMCIA Cardbus a 32 bit tipo 2, 1xRJ-11 per modem, 1xRJ-45 per Ethernet

I calcolatori sono stati dotati del sistema operativo Linux Debian con versione del kernel 2.6.8.
Durante le misure si è cercato di avere in esecuzione il minor numero di processi possibile, per minimizzare quanto più possibile tutti i problemi dovuti alla concorrenza.

3.1.2 Le schede wireless

Le schede wireless a nostra disposizione erano di tre tipi diversi :

1. CNET CNWLC-811
   - MAC addresses
     a) CNET1 : 00:08:a1:42:fb:c6
     b) CNET2 : 00:08:a1:42:fb:a5
     c) CNET3 : 00:08:a1:3b:c8:6d
   - Radio : IEEE 802.11b Direct Sequence Spread Spectrum
   - Modulazione : CCK, BPSK, QPSK
   - Data Rate : 1,2,5.5,11Mbps
   - Output power : 15dBm
   - Receive Sensivity : -80dBm a 11Mb/s (con BER 10E-5) , -82dBm per 5.5,2,1Mb/s (con BER 10E-5)
   - Driver : atmel 2.1.1
2. LinkSys ver.3
   - MAC addresses
   - Radio : IEEE 802.11b Direct Sequence Spread Spectrum
   - Modulazione : CCK, BPSK, QPSK
   - Data Rate : 1,2,5.5,11Mbps
   - Output power : 15dBm
   - Driver : prism2 0.2.1-pre17

- Driver : orinoco 0.13e

3. D-Link AirPlus Xstreme G+
   - MAC addresses
     a) DLINK1 : 00:80:c8:2e:1c:94
     b) DLINK2 : 00:80:c8:2e:1c:b7
   - Radio : IEEE 802.11b/g
   - Data Rate : 1,2,5.5,6,8,11,12,18,22,36,48,54Mbps
   - Output power : 15dBm
   - Driver : acx_pci0.2.0pre8

Una prima parte del tempo della tesi è stata trascorsa a valutare ciò che si potesse effettivamente fare con le schede wireless, i driver, e i comandi di alto livello disponibili.
Tutte le schede, meno le Linksys con driver prism2 0.2.1-pre17, utilizzano come interfaccia alle funzioni del driver le Wireless Extensions (WE) e di conseguenza i Wireless Tools (WT) per impostare i vari parametri.
Le Linksys con driver prism2 0.2.1-pre17 adottano come interfaccia alle chiamate del driver le linux-wlan-ng con il relativo comando *wlanctl-ng* per impostare i parametri della scheda wireless.
I comandi relativi ai WT che sono stati utilizzati sono :

1. *iwconfig* : manipola i parametri di base delle schede wireless
2. *iwlist* : permette lo scanning delle WLAN presenti con la visualizzazione delle caratteristiche più importanti.
3. *iwpriv* : permette di manipolare le WE specifiche per ciascun driver.

Il comando relativo alle linux-wlan-ng ha la seguente sintassi :

wlanctl-ng interface | version | commands | mibs | cmd cmdarg [cmdarg]

e permette, in via di principio, di passare tutta una serie di comandi alla scheda wireless.
Considerando lo scopo delle nostre misure, ovvero la rilevazione della perdita dei frames , si rende indispensabile la manipolazione dei seguenti parametri :

1. retry
   L'impossibilità di impostare a 0 il valore associato alle ritrasmissioni, impedisce di rilevare le perdite dei frame se non dopo un certo numero di ritrasmissioni.

2. bit/rate
   L'alterazione della velocità di trasmissione permette di comparare le perdite alle diverse bit/rate.

3. RTS threshold
   Questo parametro ha reso possibile confrontare il thropughput massimo reale con e senza la politica di accesso al mezzo RTS/CTS.

Le schede LinkSys, sia con il driver orinoco 0.13e, sia con il driver prism2 0.2.1-pre17, non hanno reso possibile la modifica del retry fissato di default a 7.
Le schede D-Lynk hanno permesso la modifica di tutti i parametri a noi necessari ma il driver specificava che il funzionamento di 802.11g non era garantito.
Le schede C-Net, gestite dal driver Atmel, hanno permesso la modifica della maggior parte dei parametri per noi interessanti e per questo sono state usate nella maggior parte delle misure.

3.2 Il software

Il software utilizzato in questo lavoro è fondamentalmente costituito da due programmi, un trasmettitore ed un ricevitore. Il trasmettitore ci è stato fornito mentre il ricevitore è stato implementato.
Le misure avevano un duplice scopo, da un lato la rilevazione della frame loss, dall'altro l'associazione ad ogni frame, di un indice presumubilmente proporzionale alla potenza del segnale ricevuto.
Le schede CNET da noi utilizzate, non rendevano possibile la lettura del *signal strength* nella modalità ad hoc, e di conseguenza, si è dovuto apportare una modifica al driver ATMEL per avere questo valore associato a ciascun frame.
Il valore indicante la potenza del segnale ricevuto è una funzione del RSSI o *Receive Signal Strength Indicator*. Questo valore, come riporta lo standard, è un parametro ritornato dal PHY sublayer compreso fra 0 e RSSImax. Si tratta di una misura dell'energia osservata sull'antenna durante la ricezione della PPDU. RSSI viene misurato, fra il primo bit appartenente alla PPDU e l'ultimo bit appartenente allo HEC del PLCP header. Come lo standard riferisce, la misura di questo valore, non garantisce nessuna accuratezza e di conseguenza, il nostro scopo, sarà quello di una valutazione qualitativa dei dati raccolti.
Il driver ATMEL ritorna il valore del signal strength come funzione del RSSI in questo modo:

$$Signal_Strength \;=\; \frac{RSSI}{42} * 100$$

Il valore 42 come riportato all'interno del driver, è stato ricavato per via empirica ovvero attraverso una serie di misurazioni che ha portato a concludere che il PHY sublayer ritornava, come stima della potenza del segnale ricevuto, un valore compreso fra 0 e 42.

3.2.1 Il programma trasmettitore

Il software di trasmissione ci è stato fornito e quella che segue è una breve descrizione delle possibilità offerte.
Il programma *send* rappresenta fondamentalmente un'interfaccia di alto livello alla generazione di traffico di livello 2 nello standard OSI.
I parametri necessari alla trasmissione sono :

1. Numero dei frame da trasmettere

2. Interfaccia hw su cui trasmettere

3. Lunghezza in byte del frame da trasmettere

4. Tempo di intertrasmissione dei frame

Tutte le misure sono state effettuate generando un frame ogni 5ms, tranne quelle per il calcolo del throughput massimo nelle quali il tempo di generazione è stato scelto pari a 1ms.
Il trasmettitore genera una traccia di log del tipo in figura 3.1 a pagina 70.
La traccia inizia con una descrizione del calcolatore usato in trasmissione e prosegue suddivisa in colonne, nella prima viene riportato il numero di sequenza del frame trasmesso, nella seconda la bit/rate alla quale il frame è stato trasmesso, si hanno poi le informazioni circa potenza del segnale ricevuto, qualità del segnale e rumore, ed infine i tempi relativi alla trasmissione di ciascun frame.

```
#
#-- Starting a new log at Fri Mar 25 09:12:45 2005
# eth1 is the interface
# 00:08:A1:3B:C8:6D is the source MAC address
# 00:08:a1:42:fb:c6 is the destination MAC address
# fixed is the bit rate policy
# 0 is the short retry limit
# 0 is the long retry limit
# 100 is the signal quality range
# 100 is the signal level range
# 0 is the signal noise range
# 1111741965.4922 is the reference time
#packet,rate,qua,sig,no ,len.,requested,actual   ,jitter
#number,Mb/s,lty,nal,ise, [B],time  [s],time  [s],  [us]
     1,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0000,   0.0000,      0
     2,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0042,   0.0050,    -24
     3,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0092,   0.0100,      1
     4,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0142,   0.0150,     -6
     5,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0192,   0.0200,      5
     6,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0242,   0.0250,     -7
     7,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0292,   0.0300,      0
     8,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0342,   0.0350,     27
     9,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0392,   0.0400,    -26
    10,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0442,   0.0450,     -4
    11,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0492,   0.0500,      1
    12,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0542,   0.0550,     -3
    13,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0592,   0.0600,      2
    14,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0642,   0.0650,     -3
    15,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0692,   0.0700,      0
    16,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0742,   0.0750,     -2
    17,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0792,   0.0800,      0
    18,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0842,   0.0850,     -1
    19,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0892,   0.0900,     -1
    20,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0942,   0.0950,     -2
    21,  11,  0,  0,  0,1000,   0.0992,   0.1000,      2
    22,  11,  0,  0,  0,1000,   0.1042,   0.1050,     -2
    23,  11,  0,  0,  0,1000,   0.1092,   0.1100,      1
    24,  11,  0,  0,  0,1000,   0.1142,   0.1150,     -4
    25,  11,  0,  0,  0,1000,   0.1192,   0.1200,      1
```

Figura 3.1: Traccia del trasmettitore rilasciata su file.

3.2.2 Il programma ricevitore

Il programma ricevitore è totalmente costruito attorno alle *pcap* o *Packet Capture Library*. Queste librerie forniscono un interfaccia di alto livello alla cattura dei pacchetti che transitano su una qualunque interfaccia. Qualunque pacchetto, sia unicast che multicast, anche se non direttamente indirizzato al ricevitore può essere *sniffato* attraverso l'utilizzo di queste librerie.
Le funzione utilizzate sono 2 :

1. *pcap_open_live(...)* : viene utilizzata per ottenere un descrittore di cattura dei pacchetti.

2. *pcap_loop(...)* : viene utilizzata per collezionare e processare i pacchetti, ad ogni ricezione di pacchetto invoca una funzione passandole un puntatore ad uno spazio di memoria contenente il pacchetto intercettato.

La figura 3.2 a pagina 71 mostra un grafico dell'algoritmo di funzionamento.

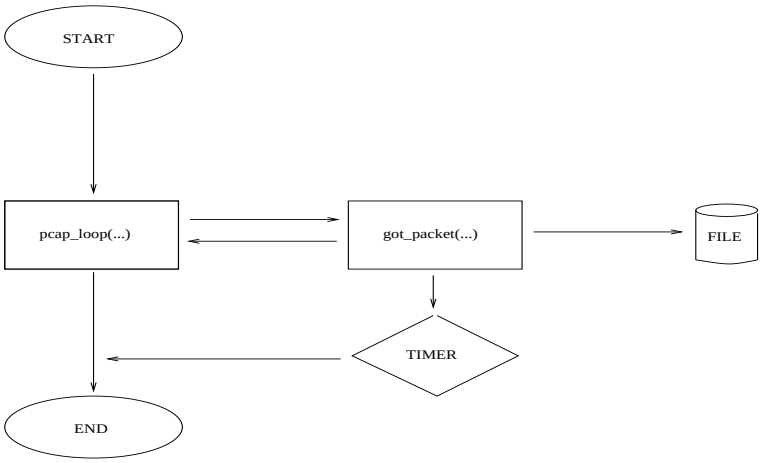

Figura 3.2: Algoritmo del ricevitore.

Ogni volta che viene intercettato un frame viene invocata la *got_packet(...)* che rimuove il timer al suo inizio e lo schedula alla fine. La *got_packet(...)* salva in un file le informazioni circa il frame catturato, quali il numero di sequenza che in esso il trasmettitore ha inserito, l'ora locale in cui il frame è stato catturato, e la potenza con cui il frame è stato ricevuto.
La schedulazione e la rimozione di un timer permettono al programma di uscire non appena non vengono ricevuti più frames. Se il timer spira fa concludere l'esecuzione.
Il programma ricevitore genera due tipi di output, uno su file ed uno a video. La figura 3.3 a pagina 72 mostra una possibile traccia generata all'interno del file.

```
# Cell 01 - Address: 02:00:7C:D0:73:26
# ESSID:"piolo"
# Mode:Ad-Hoc
# Channel:1
# Encryption key:off

# Starting a new log at Fri Mar 25 09:33:07 2005
# Sysname  : Linux
# Nodename : passero
# Release  : 2.6.8-tkpad-acx
# Version  : #1 Thu Sep 30 10:51:01 UTC 2004
# Machine  : i686
# eth1 is the interface
# fixed is the bit rate policy : 11Mb
# 0 is the short retry limit
# 0 is the long retry limit
# 100 is the signal quality range
# 100 is the signal level range
# 0 is the signal noise range

# MAC Addr RX : 0:8:a1:42:fb:c6
# MAC Addr TX : 0:8:a1:3b:c8:6d
# Tempo di interrarrivo : 0.005000s

# Time                  Length  Seq     Qual    Level   Noise   Status  Jitter
1111743187.202359       1014    0       0       49      0       1       INF
1111743187.204024       1014    1       0       49      0       1       -0.003335
1111743187.205388       1014    2       0       49      0       1       -0.003636
1111743187.206991       1014    3       0       49      0       1       -0.003397
1111743187.208577       1014    4       0       49      0       1       -0.003414
1111743187.209949       1014    5       0       49      0       1       -0.003628
```

Figura 3.3: Traccia del ricevitore rilasciata su file.

La traccia inizia con una scansione delle reti presenti, per individuare possibili interferenze dovute ad altre wlan. Vengono poi registrate informazioni circa il computer e il sistema operativo che hanno eseguito la ricezione. Si ha poi la traccia vera e propria, ciascun frame è caratterizzato da un timestamp, dimensione, numero di sequenza, *quality level*, *signal level* e *noise level*, si ha poi un carattere pari a 0 o 1 per identificare la ricezione o meno del frame ed infine il jitter rilevato rispetto al tempo in cui il frame sarebbe dovuto arrivare in accordo ai tempi di trasmissione fissati sul trasmettitore.
L'output a video del ricevitore lo si può vedere nella figura 3.4 a pagina 73.

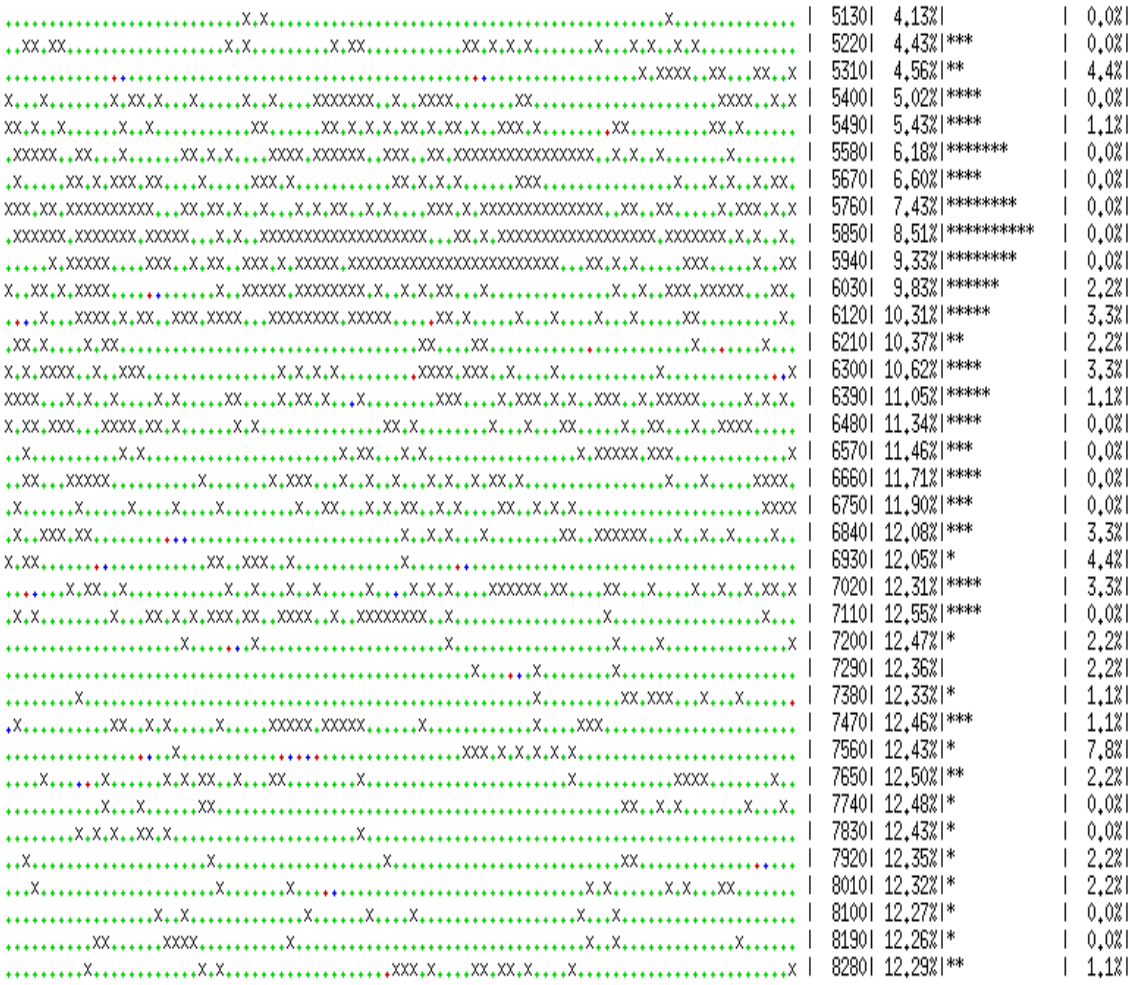

Figura 3.4: Traccia del ricevitore rilasciata sul video.

La traccia a video ha il solo scopo di visualizzare eventuali problemi durante la misura. Ogni frame ricevuto viene stampato un puntino, mentre ad ogni perdita viene stampata una crocetta. Ogni puntino viene caratterizzato da un colore in funzione del ritardo che ha accusato, verde se è all'interno di un intervallo di tempo stimato in orario, rosso se è in ritardo ed infine blu se è in anticipo.
Alla fine di ogni riga viene stampato il numero di sequenza dell'ultimo frame ricevuto, la frame loss rilevata dall'inizio della misura, viene visualizzato un grafico sull'andamento della frame loss percentuale che ha caratterizzato la linea, ed infine viene stampata la percentuale dei frame che sono arrivati in orario.

3.3 Analisi dei dati

Le misure iniziali avevano come scopo la valutazione della frame loss, ed il valor medio della perdita è apparso fin da subito una stima insufficente a caratterizzare una misura della lunghezza di circa 16 minuti.
I dati a nostra disposizione erano constituiti da una sequenza di 0 e 1 a testimoniare la ricezione o meno del frame. Tali dati sono stati inizialmente caratterizzati attraverso una media percentuale della frame loss su intervalli temporali disgiunti. Successivamente, si è calcolato la funzione di densità di probabilità associata alla frame loss percentuale, ottenendo la probabilità che per un certo intervallo di tempo, si verifichi una data frame loss percentuale. I risultati così ottenuti sono stati inseriti all'interno di un grafico tridimensionale per poter essere confrontati.
Vediamo in dettaglio la procedura utilizzata. Si parte da una sequenza di caratteri, ciascuno pari a 0 se il frame è stato perso o ad 1 se il frame è stato ricevuto. Si faccia riferimento alla figura 3.4 per vedere la traccia generata dal ricevitore.
La figura 3.5 a pagina 74 mostra la traccia di 0 e 1 estratta dal file di log generato dal ricevitore.

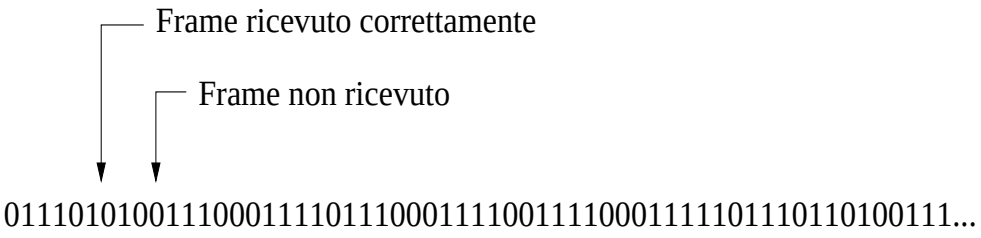

Figura 3.5: Esempio di traccia.

La sequenza viene considerata a intervalli disgiunti, e per ciascun intervallo viene calcolata la frame loss percentuale. La figura 3.6 a pagina 75 mostra il procedimento seguito. A questo punto si ha un vettore costituito da numeri compresi fra 0 e 100, ciascuno pari alla perdita percentuale rilevata durante un certo periodo di tempo dipendente dal numero di frame su cui si media e dal tempo di segnalazione del frame impostato al trasmettitore. Su questo vettore viene calcolata la P.D.F. (*probability density function*) ottenendo un andamento simile a quello di figura 3.7 a pagina 75. La figura, che ha il solo scopo di esempio, mostra il verificarsi di 4 diversi livelli di perdita pari a 10, 30, 40 e 50%. Ad ogni frame loss viene associata la probabilità che essa si verifichi durante l'intera misura. Ne consegue che un punto, in tale diagramma, individua la probabilità di avere per un dato periodo di tempo una determinata frame loss percentuale. La durata del periodo dipende dalla dimensione dell'intervallo di caratterizzazione utilizzato e dalla cadenza con cui il trasmettitore genera i frame.

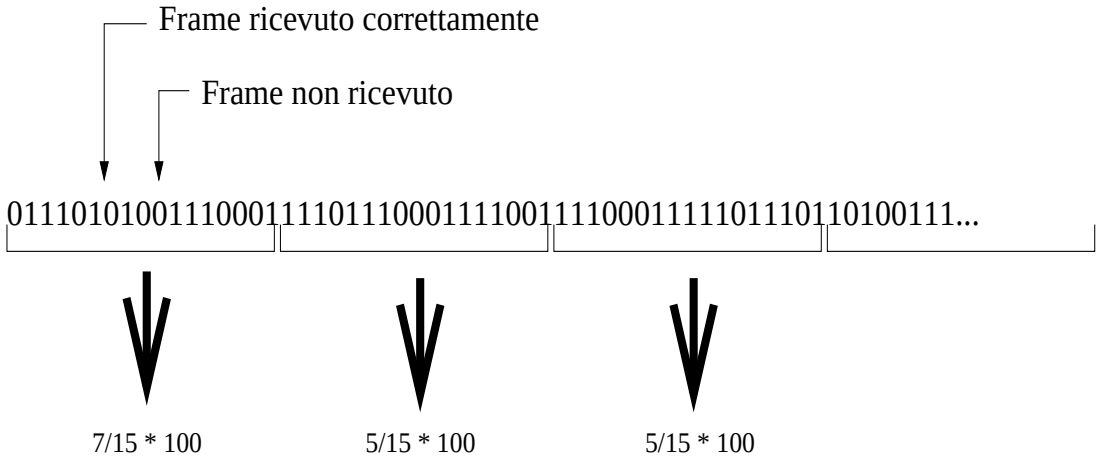

Figura 3.6: Calcolo della frame loss media su intervalli disgiunti.

La P.D.F. così ottenuta viene inserita in un grafico tridimensionale in modo tale da poter essere confrontata con altre misure.

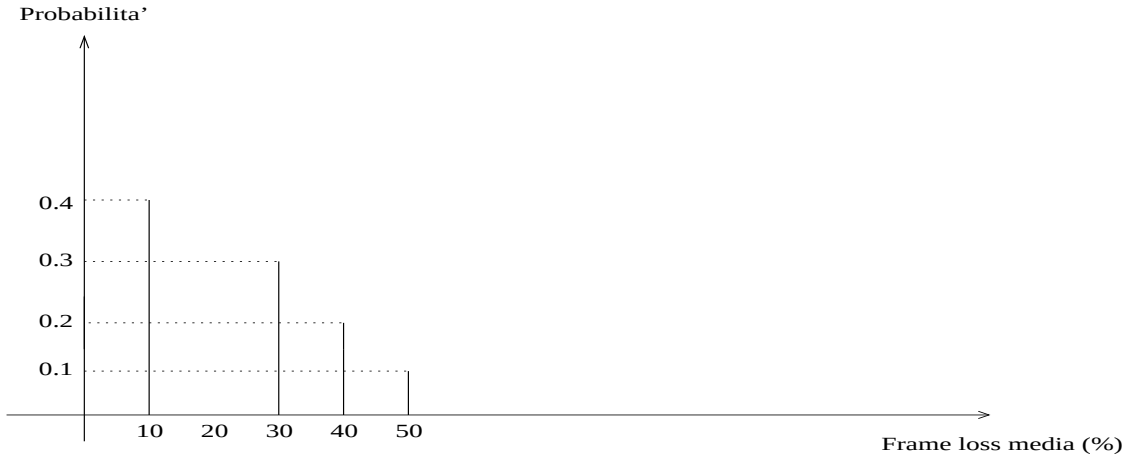

Figura 3.7: Andamento qualitativo della PDF.

3.4 Le prestazioni delle schede wireless

Le prime misure che sono state effettuate miravano a valutare l'influenza di schede e computer e di conseguenza non avevano nessun scopo di caratterizzazione del canale. Queste misure preliminari sono state effettuate in una zona di un parcheggio poco utilizzata, per garantire quanto più possibile l'assenza di alterazioni nell'ambiente

esterno. La tabella 3.1 mostra le impostazioni principali adottate durante la prima misura.

Trasmettitore	pettirosso
Ricevitore	passero
Schede utilizzate	CNET1,CNET3
Bit/rate	11Mb/s
Distanza	80m
Tempo di intertrasmissione	5ms
Frame trasmessi	200000
Durata della misura	16 minuti

Tabella 3.1: Impostazioni adottate durante la prima misura di confronto fra schede e calcolatori.

In figura 3.8 a pagina 76 viene mostrata la P.D.F. associata alla frame loss rilevata.

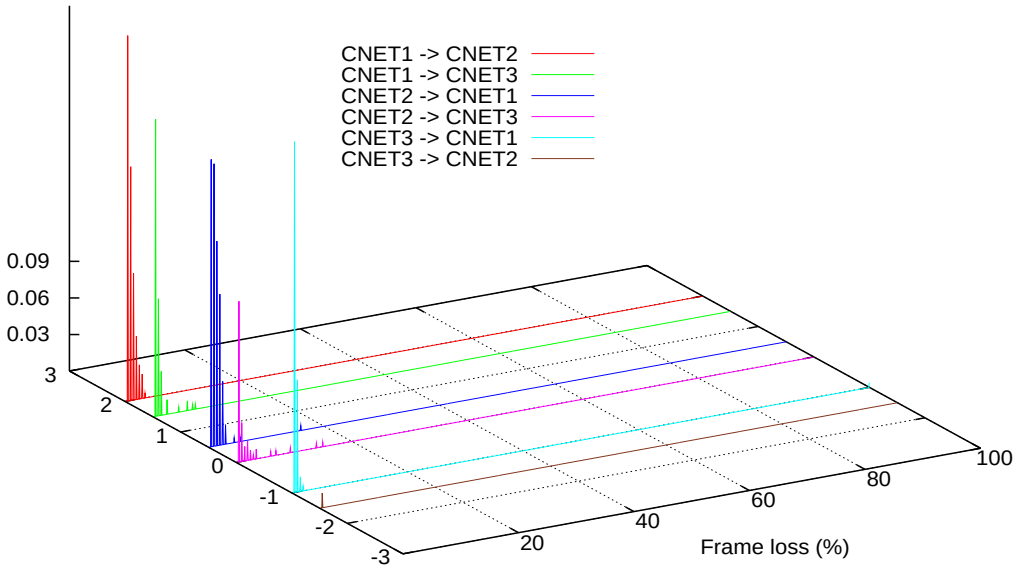

Figura 3.8: Influenza di computer e schede nelle misure : prima misura; pettirosso, passero, CNET, 80m.

Questa prima serie di misure testimonia l'indipendenza della scelta delle schede Cnet al fine di valutare la frame loss, con la configurazione dei calcolatori data da *pettirosso* in trasmissione e *passero* in ricezione.

La seconda serie di misure aveva la stessa configurazione precedente, ma è stata effettuata ad una distanza fra trasmettitore e ricevitore di 60m, come la tabella 3.2 riporta.

Trasmettitore	pettirosso
Ricevitore	passero
Schede utilizzate	CNET1,CNET3
Bit/rate	11Mb/s
Distanza	60m
Tempo di intertrasmissione	5ms
Frame trasmessi	200000
Durata della misura	16 minuti

Tabella 3.2: Impostazioni adottate durante la seconda misura di confronto fra schede e calcolatori.

I risultati di questa serie di misure possono essere visti in figura 3.9 a pagina 78. Questa seconda serie di misure mostra una probabilità di frame loss più alta, tra il 20% e il 40%, verificatasi in due casi diversi, quando in trasmissione era presente la scheda CNET1.
Questo risultato alla luce delle precedenti misure, fa pensare a due possibilità, o le perdite sono da attribuire al canale o la scheda CNET1 risulta sperimentare in trasmissione una frame loss più elevata.

Con la terza serie di misure si è voluto sia verificare il funzionamento della CNET1 sia controllare l'influenza dei calcolatori con le schede CNET. Queste misure sono state portate a termine combinando 2 IBM (*passero* e *pettirosso*) con un ACER (*martin*). Le schede utilizzate durante le misure sono come nel caso precedente la CNET1 e la CNET3. La tabella 3.3 mostra la configurazione adottata durante la terza serie di misure.

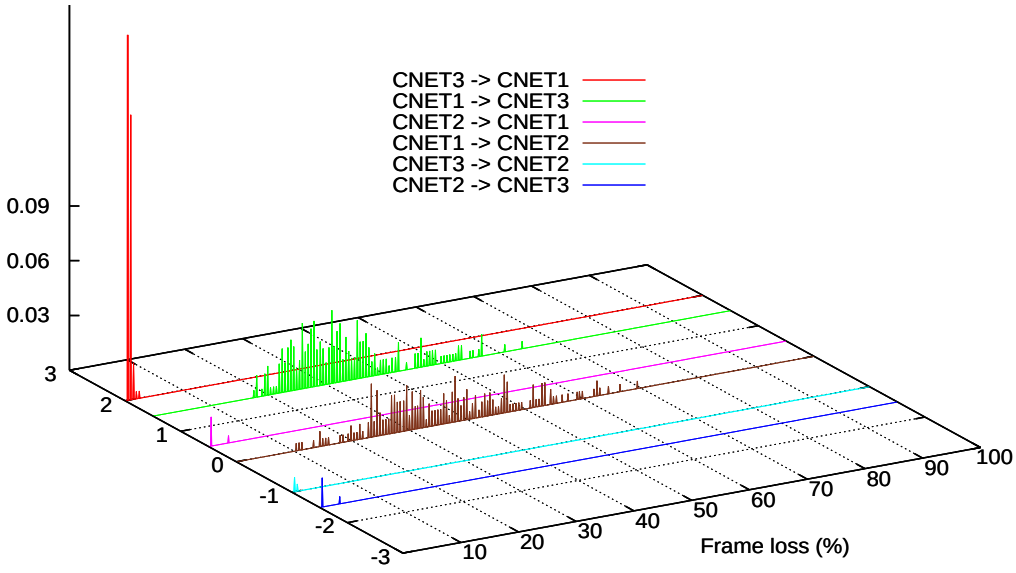

Figura 3.9: Influenza di computer e schede nelle misure : seconda misura; pettirosso, passero, CNET, 60m.

Trasmettitore	pettirosso,passero,martin
Ricevitore	pettirosso,passero,martin
Schede utilizzate	CNET1,CNET3
Bit/rate	11Mb/s
Distanza	60m
Tempo di intertrasmissione	5ms
Frame trasmessi	200000
Durata della misura	16 minuti

Tabella 3.3: Impostazioni adottate durante la terza misura di confronto fra schede e calcolatori.

La figura 3.10 a pagina 79 mostra i risultati ottenuti con la configurazione precedente. Sono presenti sullo sfondo della figura, una serie di frecce che individuano, ciascuna, il valor medio della frame loss associato a ciascuna misura.

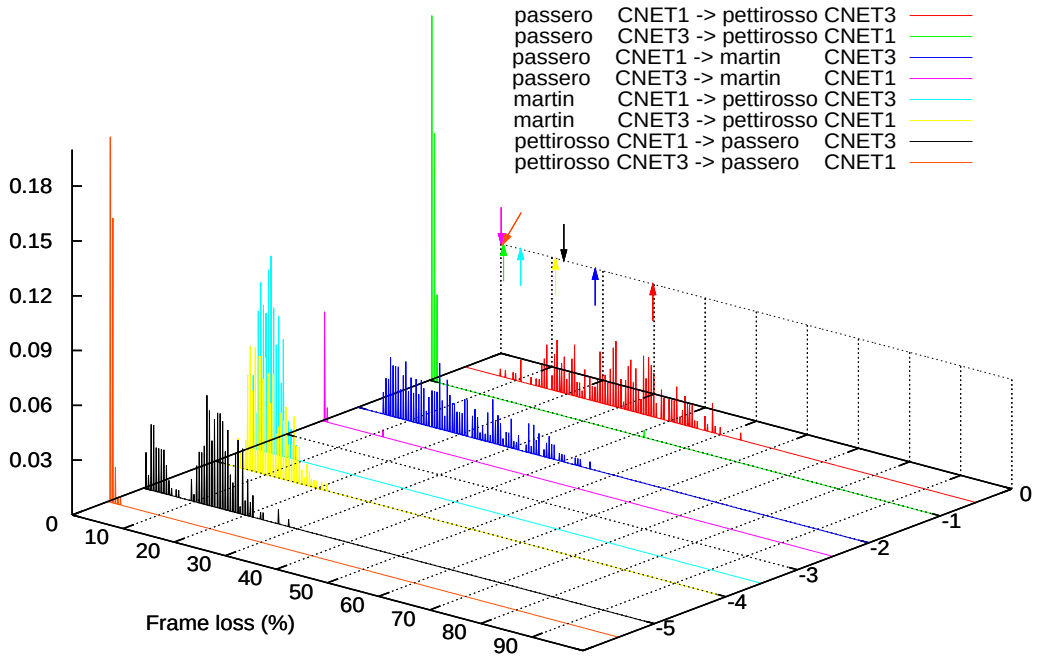

Figura 3.10: Influenza di computer e schede nelle misure: terza misura; pettirosso, passero, martin, CNET, 60m.

Questa serie di misure, tranne il caso in cui è stato utilizzato l'ACER, mostra una effettiva differenza delle prestazioni utilizzando la CNET1 in trasmissione. La frame loss ottenuta in entrambe le misure fatte con l'ACER può essere riconducibile o ad un'alterazione del canale durante tali misure o all'effettiva influenza dell'ACER sulla misura della frame loss. Va notato che entrambe le misure hanno una frame loss compresa fra il 5% ed il 10% e viste le altre misure, ovvero la perdita che si è rilevata con la CNET3 in trasmissione e la CNET1 in ricezione, comunque al di sotto del 5%, si può pensare ad una alterazione avvenuta nel canale magari dovuta allo spostamento di qualche automobile nel parcheggio.

La quarta serie di misure utilizzava due soli calcolatori, *pettirosso* in trasmissione e *passero* in ricezione, analogamente a quanto fatto nella prima misura. Le schede utilizzate sono questa volta 3 CNET e una DLINK, in particolare è stata utilizzata prima la DLINK in ricezione alternando le 3 CNET in trasmissione e successivamente è stata utilizzata la DLINK in trasmissione alternando le CNET in ricezione. La tabella 3.4 mostra la configurazione utilizzata.

Trasmettitore	pettirosso
Ricevitore	passero
Schede utilizzate	CNET1,CNET2,CNET3,DLINK2
Bit/rate	11Mb/s
Distanza	60m
Tempo di intertrasmissione	5ms
Frame trasmessi	200000
Durata della misura	16 minuti

Tabella 3.4: Impostazioni adottate durante la quarta misura di confronto fra schede e calcolatori.

La figura 3.11 a pagina 80 mostra i risultati ottenuti. Da queste serie di misure si evince che l'utilizzo di una DLINK sia in ricezione che in trasmissione sembra migliorare le prestazioni per quanto riguarda la frame loss.

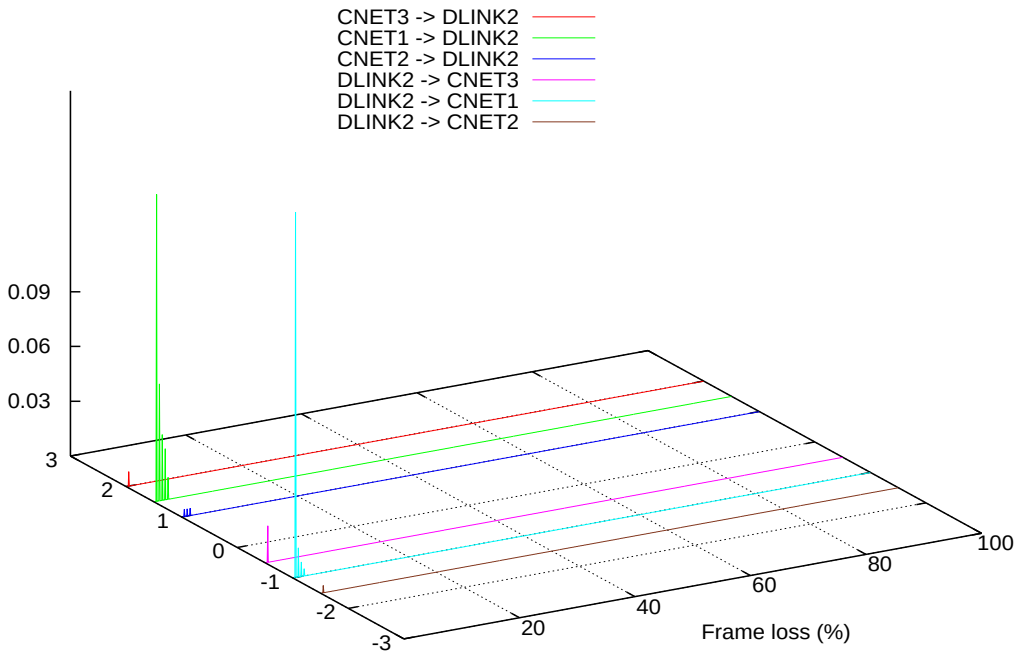

Figura 3.11: Influenza di computer e schede nelle misure: quarta misura; pettirosso, passero, CNET, DLINK, 60m.

Nella quinta serie di misure sono state utilizzate le sole schede DLINK alternandole sui 2 IBM, *passero* e *pettirosso*, e l'ACER *martin*. Come avveniva nella

terza serie, si sono alternati i calcolatori su due schede per valutare l'influenza del calcolatore nella misura. La tabella 3.5 descrive le misure effettuate.

Trasmettitore	passero,pettirosso,martin
Ricevitore	passero,pettirosso,martin
Schede utilizzate	DLINK1,DLINK2
Bit/rate	11Mb/s
Distanza	60m
Tempo di intertrasmissione	5ms
Frame trasmessi	200000
Durata della misura	16 minuti

Tabella 3.5: Impostazioni adottate durante la quinta misura di confronto fra schede e calcolatori.

La figura 3.12 a pagina 81 mostra i risultati ottenuti.

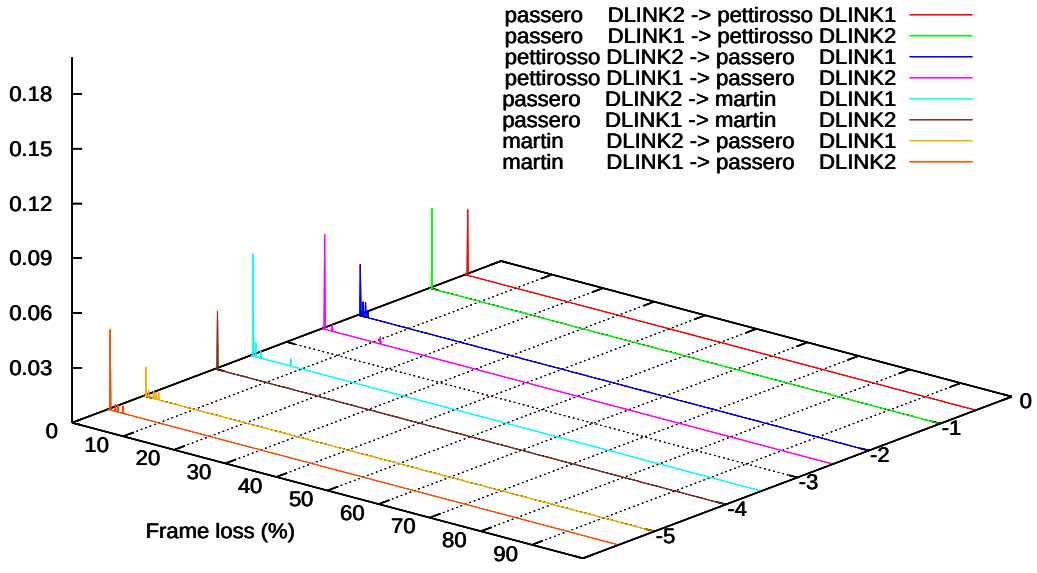

Figura 3.12: Influenza di computer e schede nelle misure: quinta misura; pettirosso, passero, DLINK, 60m.

Le DLINK sembrano confermare delle prestazioni superiori indipendentemente dal calcolatore utilizzato. Va notato che le schede DLINK, benchè usate a 11Mb/s, hanno un chip più moderno e implementano lo standard 802.11g a 54Mb/s.

Le ultime due misure sono state fatte alla velocità di 54Mb/s utilizzando le schede DLINK. La sesta serie, in particolare, adottava la configurazione riportata nella tabella 3.6.

Trasmettitore	passero,pettirosso,cardellino
Ricevitore	passero,pettirosso,cardellino
Schede utilizzate	DLINK1,DLINK2
Bit/rate	54Mb/s
Distanza	10m
Tempo di intertrasmissione	5ms
Frame trasmessi	200000
Durata della misura	16 minuti

Tabella 3.6: Impostazioni adottate durante la sesta misura di confronto fra schede e calcolatori.

La figura 3.13 a pagina 83 mostra i risultati ottenuti. Sullo sfondo della figura sono stati riportati i valori medi della frame loss associati a ciascuna misura. Si può notare come le schede abbiano un comportamento simmetrico ovvero risultino insensibili all'inversione fra trasmettitore e ricevitore. L'unica anomalia rilevata è nell'inversione delle schede con l'utilizzo di *pettirosso* e *passero* attribuibile ad un cambiamento avvenuto nell'ambiente esterno.

L'ultima serie di misure è analoga alla precedente, tranne per il fatto che *cardellino* è stato sostituito con *martin*, per valutare le prestazioni dell'ACER. La configurazione adottata durante questa misura la si può vedere nella tabella 3.7.

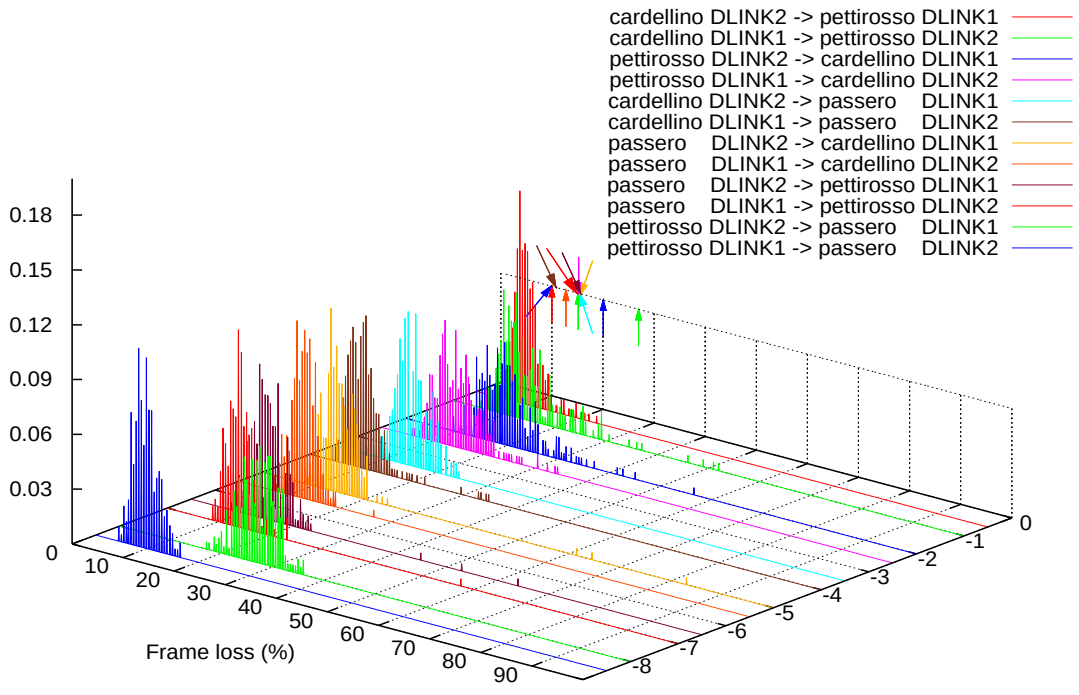

Figura 3.13: Influenza di computer e schede nelle misure: sesta misura; pettirosso, passero, cardellino, DLINK, 10m.

Trasmettitore	passero,pettirosso,martin
Ricevitore	passero,pettirosso,martin
Schede utilizzate	DLINK1,DLINK2
Bit/rate	54Mb/s
Distanza	10m
Tempo di intertrasmissione	5ms
Frame trasmessi	200000
Durata della misura	16 minuti

Tabella 3.7: Impostazioni adottate durante la settima misura di confronto fra schede e calcolatori.

I risultati di questa serie di misure possono essere visti in figura 3.14 a pagina 84. Sullo sfondo della figura sono presenti una serie di frecce indicanti la frame loss media di ciascuna misura. Questa serie di misure mostra un'asimmetria nell'utilizzo delle schede con i computer *passero* e *pettirosso*. Si nota che, in tale coppia di computer, l'inversione delle schede produce un peggioramento del 5%, mentre l'inversione dei

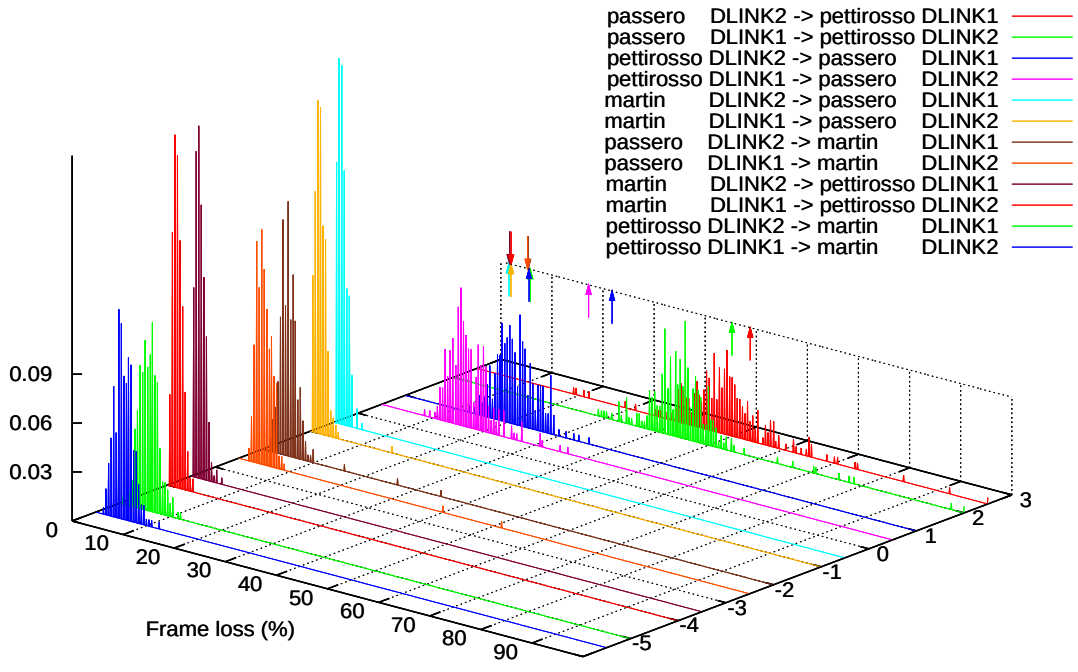

Figura 3.14: Influenza di computer e schede nelle misure: settima misura; pettirosso, passero, martin, DLINK, 10m.

computer provoca una variazione del 30%. Negli altri casi si ha un comportamento del tutto regolare.

3.5 Conclusioni

Tutte le misure effettuate, sia a 11Mb/s che a 54Mb/s, mostrano risultati contrastanti la cui ripetibilità nella maggior parte dei casi non è garantita.
Le misure effettuate sono il risultato di più cambiamenti contemporanei, quali l'inversione dei computer, l'inversione delle schede wireless e l'alterazione dell'ambiente esterno. Risulta quindi difficile attribuire i risultati ottenuti ad una singola causa, quale un calcolatore o un difetto di una scheda in trasmissione.
Considerato quanto detto precedentemente, per poter essere confrontate fra loro, le misure future dovranno essere caratterizzate dagli stessi computer, dalle stesse schede e infine, per quanto più possibile, dallo stesso canale, ovvero mantenendo invariato l'ambiente esterno.

Capitolo 4

La deriva degli orologi

4.1 Introduzione

Ogni calcolatore dotato di un sistema Linux possiede due orologi, un *hardware clock* ed un *system clock*.
L'*hardware clock o RTC* funziona anche a calcolatore spento ed indipendentemente dai processi in esecuzione sulla CPU.
Il *system clock* è l'orologio di sistema, controllato da un timer interrupt all'interno del kernel di Linux.
L'accensione del calcolatore produce l'allineamento del system clock al RTC, e successivamente i due clock procedono l'uno indipendentemente dall'altro. Il system clock, controllato da una interruzione, sarà caratterizzato da un errore rispetto al *RTC*, dovuto alla presenza dei vari processi che il processore deve eseguire. Durante la fase di spegnimento il *RTC* viene aggiornato con il *system clock* per rendere disponibili al successivo avvio eventuali modifiche effettuate all'orologio.

Le misure che verranno effettuate nell'ambito del protocollo IEEE 802.11 necessitano di confrontare l'orologio di sistema di vari calcolatori.
Gli orologi dei calcolatori non rimangono sincronizzati nel tempo ma presentano una deriva (*drift*) che deve essere stimata per poter permettere il confronto dell'ora di due calcolatori diversi.
Per valutare la consistenza e l'andamento della deriva è stato scritto un apposito programma costituito da un server e da un client.
La comunicazione fra i due processi avviene utilizzando un socket di tipo TCP.
Il server interroga il client in maniera periodica, e ad ogni interrogazione valuta lo scarto (*offset*) rilevato fra i due orologi. Lo scarto viene inserito all'interno di un file di log per una successiva analisi.
La figura 4.1 a pagina 86 descrive il funzionamento dei due processi.

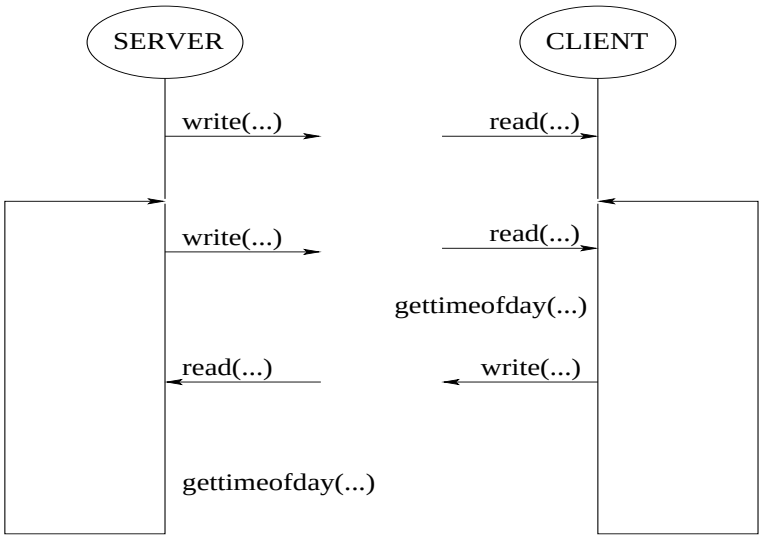

Figura 4.1: Processi per la rilevazione della deriva.

Il server parte inviando al client il numero di interrogazioni che verranno effettuate, successivamente entra in un ciclo in cui compirà 4 operazioni :

1. Richiesta dell'ora remota
2. Attesa dell'arrivo dell'ora remota
3. Rilevazione dell'ora locale
4. Calcolo dello scarto come differenza fra ora locale e ora remota

Il client legge il numero delle interrogazioni a cui sarà sottoposto e successivamente entra in un ciclo in cui esegue le seguenti operazioni :

1. Lettura della richiesta dell'ora locale
2. Rilevazione dell'ora locale
3. Invio dell'ora locale

4.2 Metodo di analisi

La traccia generata dal server è costituita da una colonna di numeri rappresentanti lo scarto rilevato fra i calcolatori. La figura 4.2 a pagina 87 rappresenta la curva tipica che lo scarto descrive durante un'ora di rilevazione.

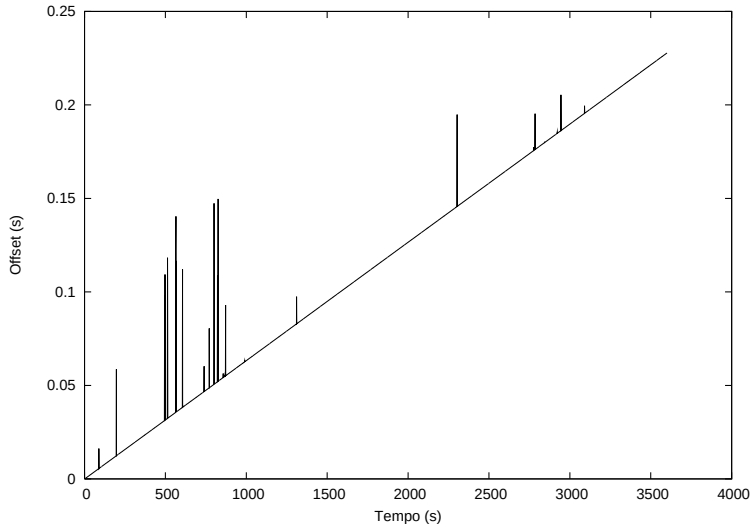

Figura 4.2: Andamento tipico dello scarto fra gli orologi di due calcolatori.

Tutte le derive presentano un andamento lineare con un coefficiente angolare tipico della coppia dei calcolatori presi in esame. L'andamento lineare è perturbato da una serie di picchi causati da cambi di contesto del processore.
La deriva degli orologi è definita come la derivata della curva associata allo scarto fra gli orologi. L'andamento della deriva in $\mu s/s$ si può vedere dalla figura 4.3 a pagina 87.

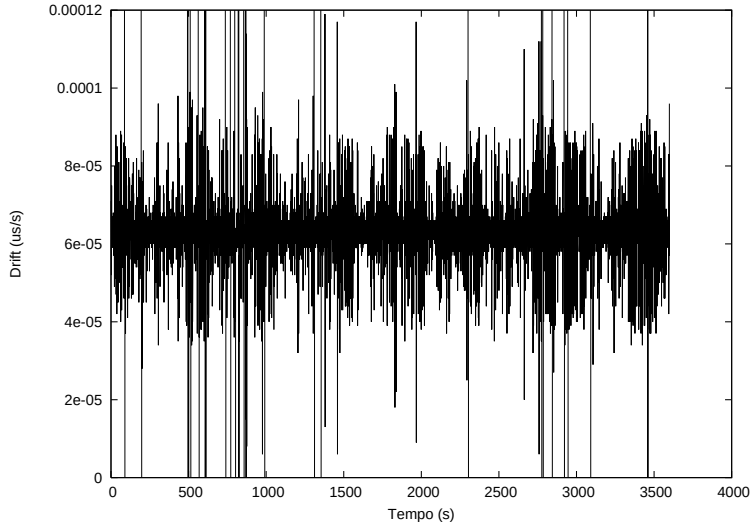

Figura 4.3: Andamento tipico della deriva fra gli orologi di due calcolatori.

La figura evidenzia una deriva nell'intorno dei $60\mu s/s$; la determinazione con maggiore precisione della deriva è resa difficoltosa dal rumore dovuto alla presenza di processi concorrenti che ritardano l'elaborazione del processore.
Per poter stimare la deriva con sufficente precisione consideriamo la P.D.F. (*probability density function*) e la relativa CDF (*cumulative density function*) associate alla deriva degli orologi, come si può vedere dalle figure 4.4 e 4.5 a pagina 88. Considerando la CDF in corrispondenza del valore 0.5 (mediana), si ottiene il valore da noi preso in considerazione per la deriva.

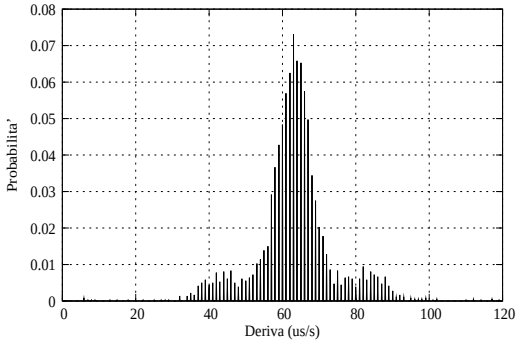

Figura 4.4

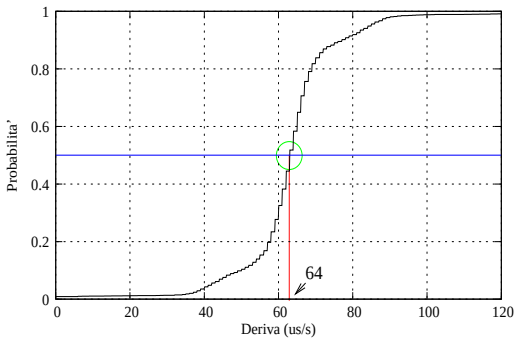

Figura 4.5

- Figura 4.4 : PDF associata alla deriva degli orologi.
- Figura 4.5 : CDF associata alla deriva degli orologi.

4.3 Analisi della deriva a caldo

In questa sezione vengono analizzati i risultati dei test eseguiti su macchine cosiddette 'calde' ovvero accese da un tempo sufficientemente lungo.
Sulle macchine prese in esame non era in funzione nessun processo che modificasse l'ora del sistema.
La valutazione della deriva è stata fatta su 5 macchine andando a considerare tutte le possibili combinazioni.
La durata di ogni singolo test è stata di un ora, ne risulta una matrice contenente le derive reciproche degli orologi in $\mu s/s$ come si può vedere dalla figura 4.6 a pagina 89. Gli *hostname* fanno riferimento ai calcolatori descritti nel capitolo 3.1.1.
La matrice è antisimmetrica in quanto l'inversione di client e server sulle macchine prese in esame provoca un cambio di segno nella rilevazione della deriva degli orologi. Alcune delle misure sono state replicate a macchine calde ma in assenza di rete elettrica per verificare che eventuali variazioni nella temperatura della batteria dei portatili non modificasse la deriva degli orologi. In questa situazione le misure hanno confermato i precedenti risultati.
Le figure a pagina 90, 91, 92, 93 e 94 mostrano gli andamenti che hanno portato ai risultati in tabella 4.6 a pagina 89.

	passero	pettirosso	cardellino	martin	falco
passero	0	-4	1	64	44
pettirosso	4	0	4	67	47
cardellino	0	-4	0	63	43
martin	-64	-67	-63	0	-20
falco	-44	-47	-43	20	0

Figura 4.6: Tabella contenente le derive in us/s rilevate durante i test.

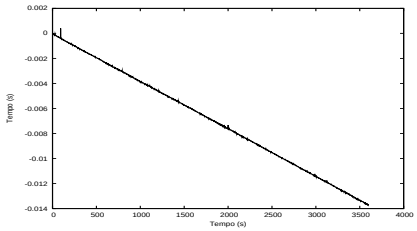

Figura 4.7

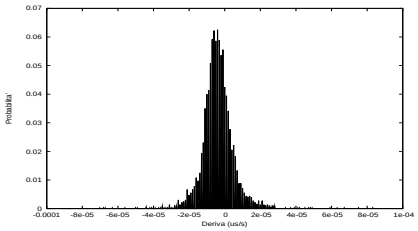

Figura 4.8

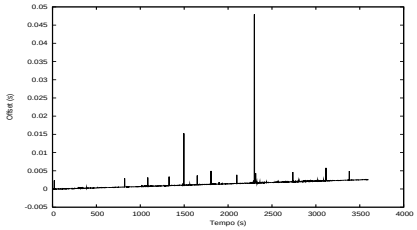

Figura 4.9

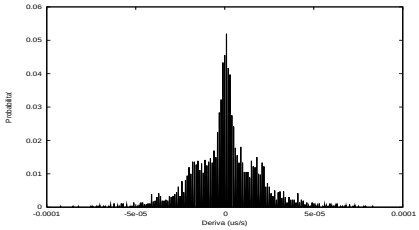

Figura 4.10

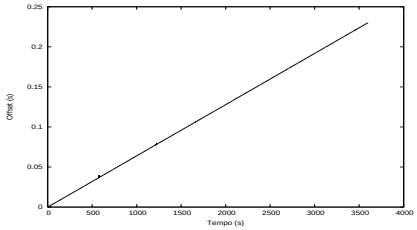

Figura 4.11

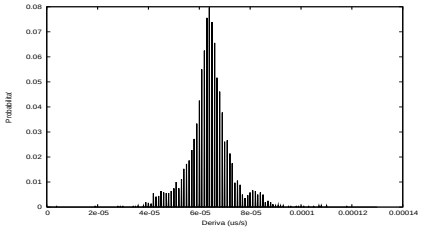

Figura 4.12

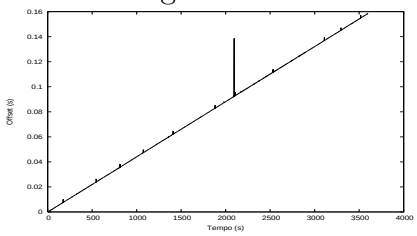

Figura 4.13

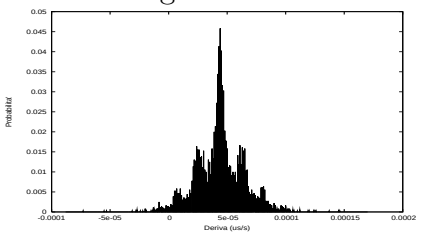

Figura 4.14

- Figure 4.7 , 4.8 : passero → pettirosso, passero come riferimento.
- Figure 4.9 , 4.10 : passero → cardellino, passero come riferimento.
- Figure 4.11 , 4.12 : passero → martin, passero come riferimento.
- Figure 4.13 , 4.14 : passero → falco, passero come riferimento.

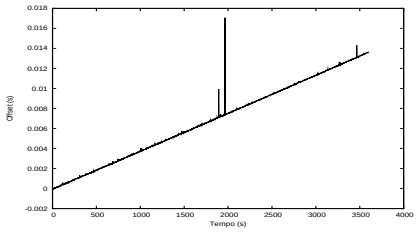

Figura 4.15

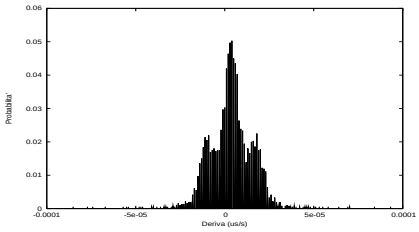

Figura 4.16

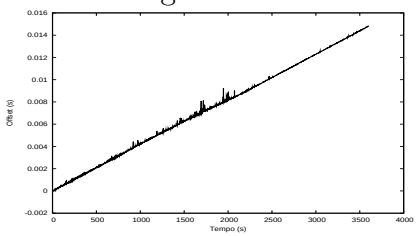

Figura 4.17

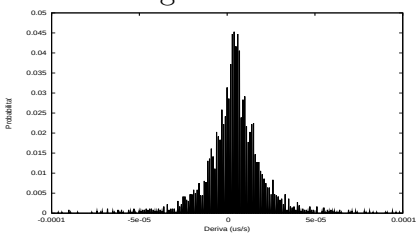

Figura 4.18

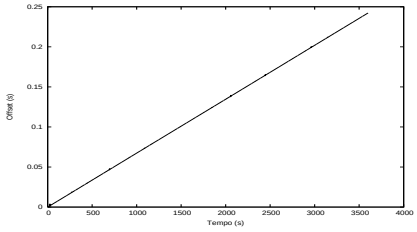

Figura 4.19

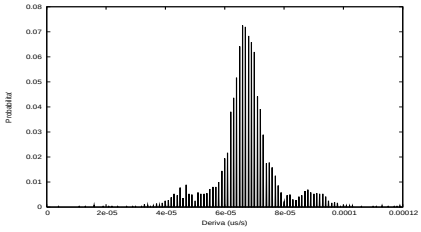

Figura 4.20

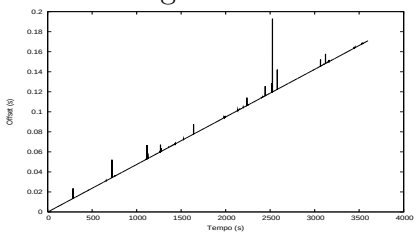

Figura 4.21

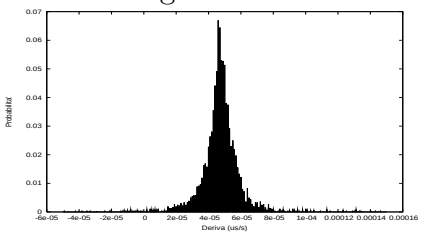

Figura 4.22

- Figure 4.15 , 4.16 : pettirosso → passero, pettirosso come riferimento.
- Figure 4.17 , 4.18 : pettirosso → cardellino, pettirosso come riferimento.
- Figure 4.19 , 4.20 : pettirosso → martin, pettirosso come riferimento.
- Figure 4.21 , 4.22 : pettirosso → falco, pettirosso come riferimento.

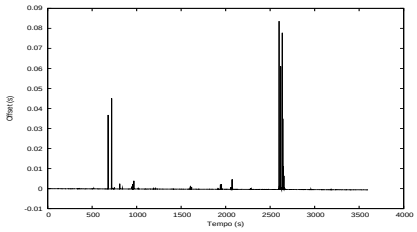

Figura 4.23

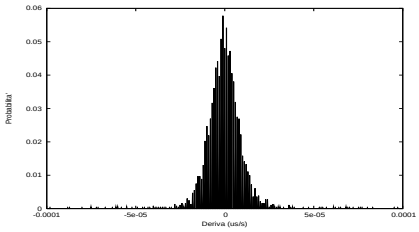

Figura 4.24

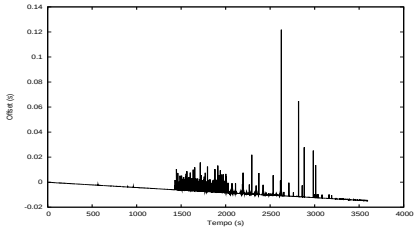

Figura 4.25

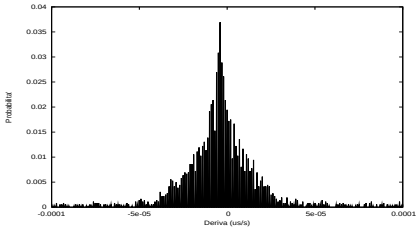

Figura 4.26

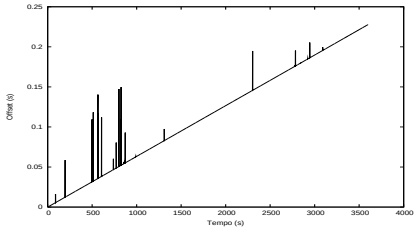

Figura 4.27

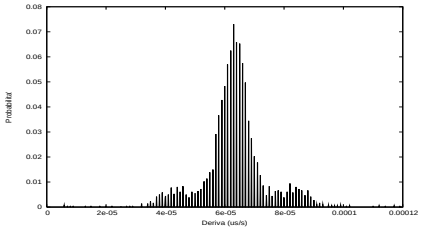

Figura 4.28

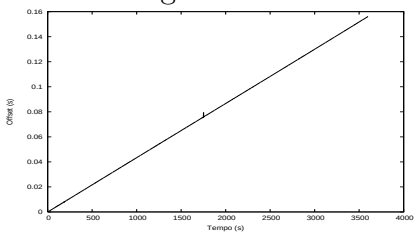

Figura 4.29

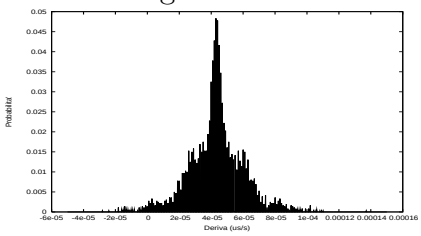

Figura 4.30

- Figure 4.23 , 4.24 : cardellino → passero, cardellino come riferimento.
- Figure 4.25 , 4.26 : cardellino → pettirosso, cardellino come riferimento.
- Figure 4.27 , 4.28 : cardellino → martin, cardellino come riferimento.
- Figure 4.29 , 4.30 : cardellino → falco, cardellino come riferimento.

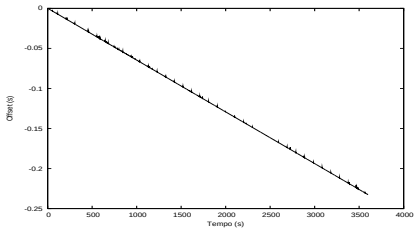

Figura 4.31

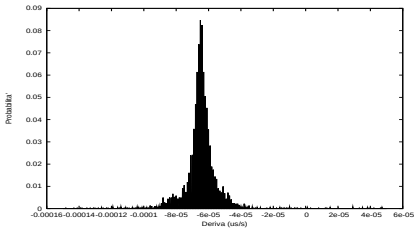

Figura 4.32

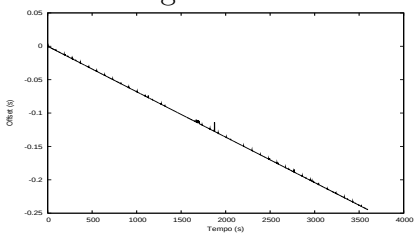

Figura 4.33

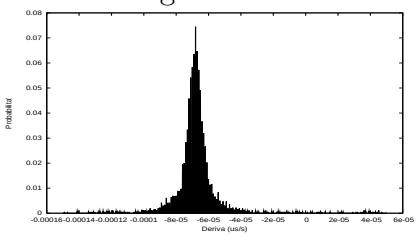

Figura 4.34

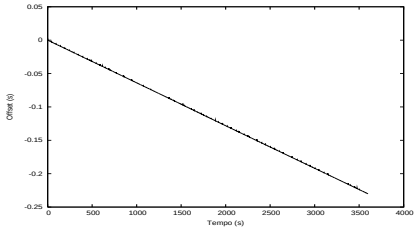

Figura 4.35

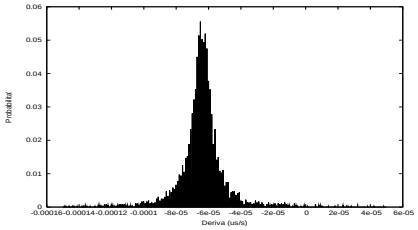

Figura 4.36

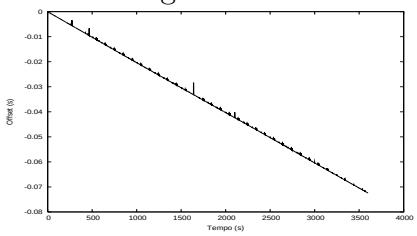

Figura 4.37

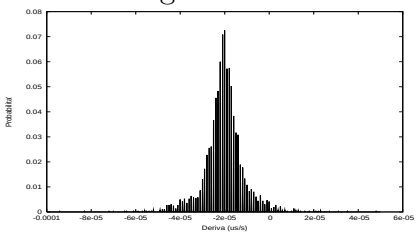

Figura 4.38

- Figure 4.31 , 4.32 : martin → passero, martin come riferimento.
- Figure 4.33 , 4.34 : martin → pettirosso, martin come riferimento.
- Figure 4.35 , 4.36 : martin → cardellino, martin come riferimento.
- Figure 4.37 , 4.38 : martin → falco, martin come riferimento.

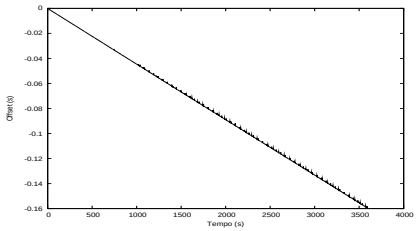

Figura 4.39

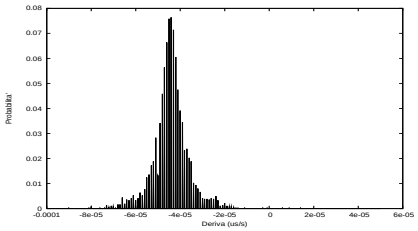

Figura 4.40

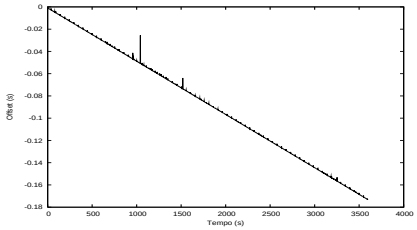

Figura 4.41

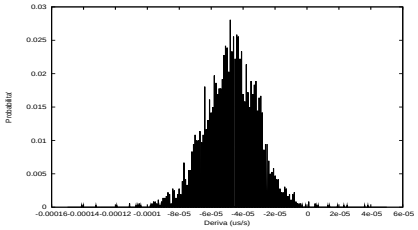

Figura 4.42

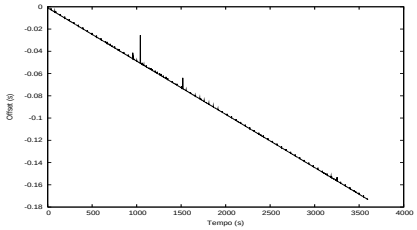

Figura 4.43

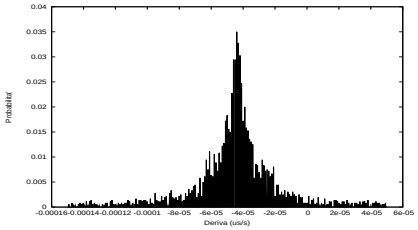

Figura 4.44

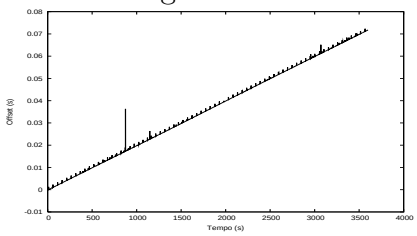

Figura 4.45

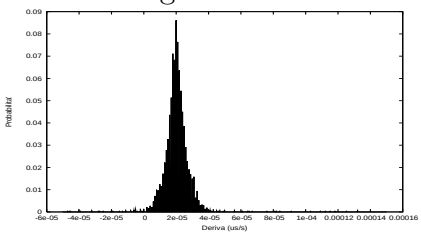

Figura 4.46

- Figure 4.39 , 4.40 : falco → passero, falco come riferimento.
- Figure 4.41 , 4.42 : falco → pettirosso, falco come riferimento.
- Figure 4.43 , 4.44 : falco → cardellino, falco come riferimento.
- Figure 4.45 , 4.46 : falco → martin, falco come riferimento.

4.4 Analisi della deriva a freddo

Questo tipo di analisi è stato fatto per verificare l'influenza della variazione di temperatura nella deriva degli orologi.
Il test è stato fatto prendendo in considerazione un calcolatore caldo ed uno freddo ed andando a valutare eventuali cambi di pendenza nella retta che descrive le derive fra i due orologi.
Un andamento tipico che è stato rilevato si può vedere nella figura 4.47 a pagina 95.

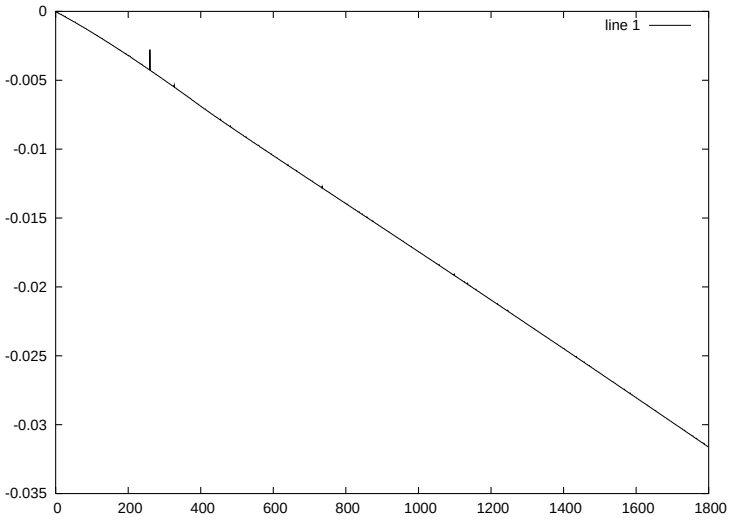

Figura 4.47: Andamento della deriva di un calcolatore freddo.

Per mettere in evidenza eventuali cambi di pendenza nella retta è stata considerata la funzione di densità di probabilità associata alla deriva degli orologi.
In particolare sono state fatte due valutazioni, la prima per tempi minori di 300 secondi, mentre la seconda per tempi maggiori di 600 secondi.
I grafici che ne risultano possono essere osservati nelle figure 4.48 e 4.49 a pagina 96.

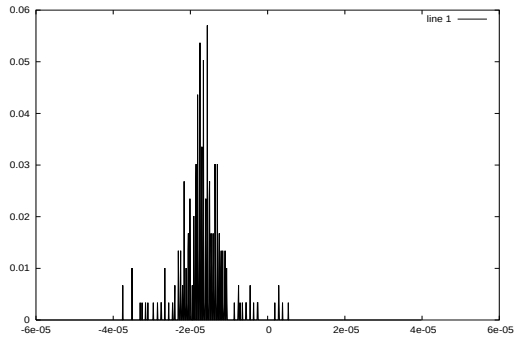

Figura 4.48

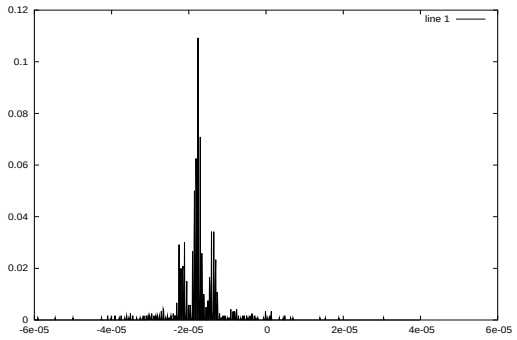

Figura 4.49

- Figura 4.48 : Andamento della funzione di densità di probabilità per tempi minori di 300 secondi.
- Figura 4.49 : Andamento della funzione di densità di probabilità per tempi maggiori di 600 secondi.

La figura 4.49 a pagina 96 rappresenta una situazione di regime, evidenziata da una forte simmetricità del grafico. La figura 4.48 a pagina 96 evidenzia una asimmetricità verso componenti a pendenza minore rispetto al valore individuato dal picco. Questo comportamento testimonia un cambio di pendenza nella deriva dei calcolatori a seguito dalla variazione della temperatura.
I calcolatori hanno messo in evidenza una grande differenza fra di loro nel comportamento al variare della temperatura, ma quello che è interessante è che il transitorio si esauriva comunque nell'arco di 800 secondi.
Da questa analisi risulta che per effettuare delle misurazioni dipendenti dall'ora del sistema è necessario che i calcolatori siano accesi da almeno 15 minuti per permettere l'esaurimento del transitorio iniziale.

4.5 NTP : Network Time Protocol

Il *Network Time Protocol* o NTP è un sistema di sincronizzazione per calcolatori che sfrutta il collegamento offerto da Internet. NTP provvede ai meccanismi sia di sincronia che di coordinamento per la distribuzione dell'ora su larga scala. Il sistema prevede l'esistenza di *time server*, operanti in una struttura gerarchica di tipo master-slave, che si sincronizzano fra di loro e distribuiscono il segnale di sincronia all'interno ciascuno della propria sottorete.
NTP adotta il protocollo UDP e la porta 123 per la negoziazione dei segmenti. L'algoritmo di sincronia può essere schematizzato attraverso i seguenti passaggi:

1. Il client, che possiende l'orologio da sincronizzare, invia la richiesta al server con un timestamp.

2. Il server risponde con tre timestamp :

   a) Echo del timestamp inviato dal client.

   b) Timestamp associato alla ricezione del segmento inviato dal client.

   c) Timestamp associato alla trasmissione del segmento di risposta inviato dal server al client.

Attraverso interrogazioni successive e un algoritmo di *loopback*, il client minimizza due parametri che caratterizzano una coppia di orologi:

1. lo scarto : rappresentato dalla differenza fra gli orologi.

2. la deriva : costituita dalla derivata dello scarto.

Il sistema è caratterizzato da nodi e ciascun *nodo* appartiene ad uno *strato*. Lo strato è costituito da un numero intero compreso fra 0 e 16. Lo strato 0 rappresenta gli orologi di sincronia quali oscillatori atomici o ricevitori GPS. Lo strato di un nodo che utilizza NTP è pari a quello del nodo di riferimento più uno, ad esempio si può considerare la seguente configurazione:

- Strato 0 : oscillatore atomico.
- Strato 1 : computer collegato all'oscillatore attraverso un cavo dedicato.
- Starto 2 : client che si sincronizza al computer collegato all'oscillatore.

L'utilizzo che ne è stato fatto nell'ambito di questa tesi riguarda la semplice sincronizzazione di due calcolatori. Per poter ottenere la sincronia di due computer, ne è stato configurato uno come server e l'altro come client mentre il collegamento era costituito da un cavo cross. In appendice è stata inserita la procedura utilizzata per sincronizzare due calcolatori attraverso un cavo cross.

4.6 Conclusioni

Le misure effettuate hanno messo in evidenza le problematiche associate alla deriva degli orologi, qualunque confronto di *timestamp* rilevati su due calcolatori diversi, deve tenere conto della deriva caratteristica degli orologi presi in esame. Le misure hanno evidenziato due comportamenti diversi: un andamento di deriva lineare, verificatosi con computer entrambi 'caldi', ed un andamento caratterizzato da un cambio di pendenza dovuto al riscaldamento di un calcolatore 'freddo'.

Dai risultati ottenuti risulta che il confronto fra *timestamp* appartenenti a calcolatori diversi è possibile purchè i calcolatori siano entrambi accesi da un tempo sufficientemente lungo, stimato in 15 minuti, e si tenga conto della deriva che caratterizza i calcolatori stessi. L'utilizzo di NTP consente di mantenere la deriva fra gli orologi entro valori sufficentemente bassi ($\ll 1\mu s/s$) per le misure di questa tesi.

Capitolo 5

Stima delle ritrasmissioni

5.1 Introduzione

Il tempo di trasmissione che un frame sperimenta a livello radio è del tutto trascurabile in quanto minore di $2\mu s$ vista la distanza massima raggiungibile con le reti wi-fi ad-hoc.
Risulta interessante comunque valutare il tempo di trasmissione nel suo complesso ovvero andando a considerare i ritardi dovuti alle elaborazioni che avvengono sia nel processo trasmettitore sia nel processo ricevitore. Il ritardo sperimentato da un frame ricevuto con successo è poi funzione del numero di ritrasmissioni a cui il frame è soggetto e di conseguenza sarebbe possibile, in via di principio, calcolare le ritrasmissioni considerando il ritardo che il frame sperimenta.
In questa sezione verrà presentato il calcolo teorico del ritardo a cui un frame è sottoposto quando subisce una o più ritrasmissioni e successivamente verranno considerate delle prove sperimentali in cui si è valutato il ritardo dovuto alla trasmissione su un canale wireless.

5.2 Analisi dei tempi di ritrasmissione

Consideriamo l'ipotesi semplificativa in cui l'acceso al canale non fallisca mai e di conseguenza la ritrasmissione è dovuta alla sola corruzione o del frame *data* o del frame *ack*.
Il calcolo del tempo di ritrasmissione prevede il calcolo esatto del tempo di ciclo per il trasferimento di un frame. Tale tempo è dato dalla seguente formula:

$$T_{cycle}^{CSMA/CA} = T_{difs} + T_{bo} + T_{data} + T_{sifs} + T_{ack}$$

dove:

- T_{difs} : $50\mu s$
- T_{data} : la NL-PDU era di 1000B, di conseguenza si ha la trasmissione di $1000B + 28B + 8B = 1036B$ alla velocità impostata pari a 11Mb/s per un tempo pari a $754\mu s$, si ha poi $192\mu s$ di overhead dovuto al livello fisico per un tempo complessivo di trasmissione pari a $946\mu s$.
- T_{sifs} : $10\mu s$
- T_{ack} : $203\mu s$
- T_{bo} : Il tempo di *back off* dipende dal tentativo in corso e si ha:
  1. Primo tentativo: T_{bo}=0
  2. Secondo tentativo: $T_{bo} \in [0, 620\mu s]$
  3. Terzo tentativo: $T_{bo} \in [0, 1260\mu s]$
  4. Quarto tentativo: $T_{bo} \in [0, 2540\mu s]$

Si avranno i seguenti tempi di ritardo dovuti alle ritrasmisssioni:

1. Trasmissione andata a buon fine al primo tentativo :
   $T_{cycle} = 1209\mu s$
2. Trasmissione andata a buon fine al secondo tentativo :
   $T_{cycle} \in [2418\mu s, 3038\mu s]$
3. Trasmissione andata a buon fine al terzo tentativo :
   $T_{cycle} \in [3627\mu s, 5507\mu s]$
4. Trasmissione andata a buon fine al quarto tentativo :
   $T_{cycle} \in [4836\mu s, 9256\mu s]$

La figura 5.1 mostra i ritardi attraverso un grafico a barre.

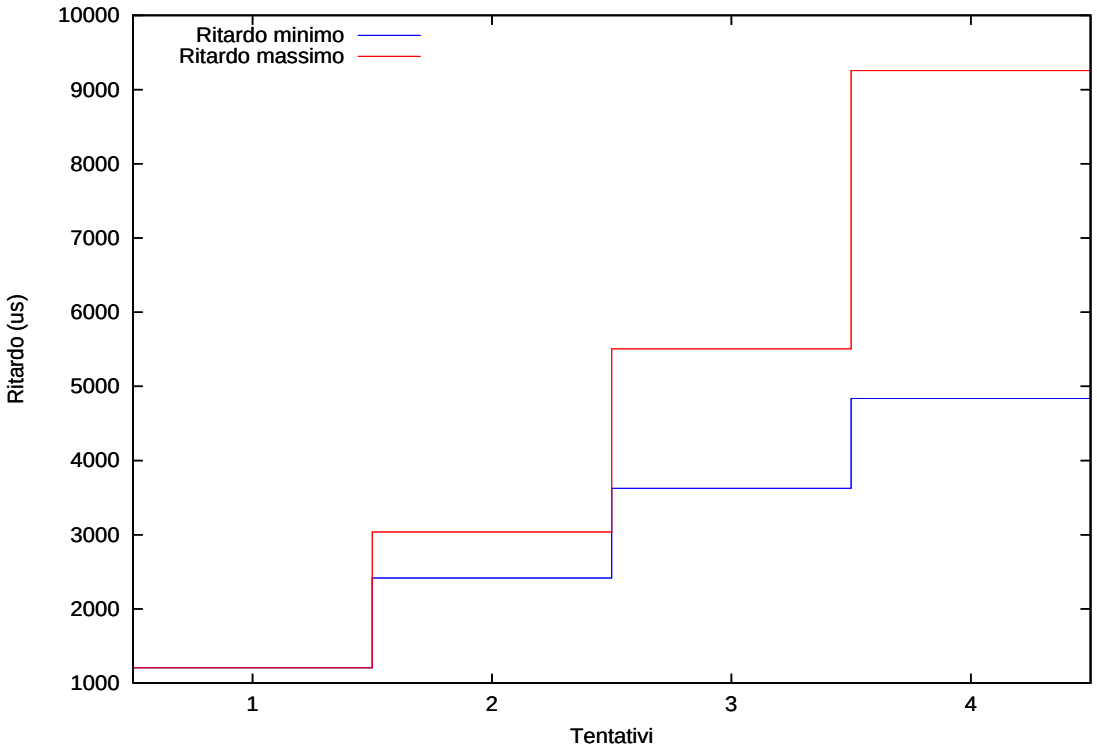

Figura 5.1: Ritardi douvuti alle ritrasmissioni per 802.11b a 11Mb/s.

La figura mostra il ritardo in microsecondi che ciscuna ritrasmissione comporta fino ad un massimo di 4 ritrasmissioni consecutive.

5.3 Misura sperimentale

La misura effettuata sull'interfaccia wireless presentava le seguenti caratteristiche:

1. Dimensione del frame : 1000B
2. Tempo di intertrasmissione : 100ms
3. Numero di frame trasmessi : 500000
4. Velocità di trasmissione : 11Mb/s

La figura 5.2 mostra i risultati ottenuti. Ciscun puntino costituisce la differenza fra il tempo di ricezione ed il tempo di trasmissione di un frame, mentre le crocette

rappresentano tempi di trasmissione che hanno presentato un ritardo più alto rispetto alla media e conseguentemente rappresentano con più alta probabilità delle ritrasmissioni. Nella stessa figura, sono stati riportati anche gli intervalli teorici in cui dovrebbero essere allocate le ritrasmissioni.

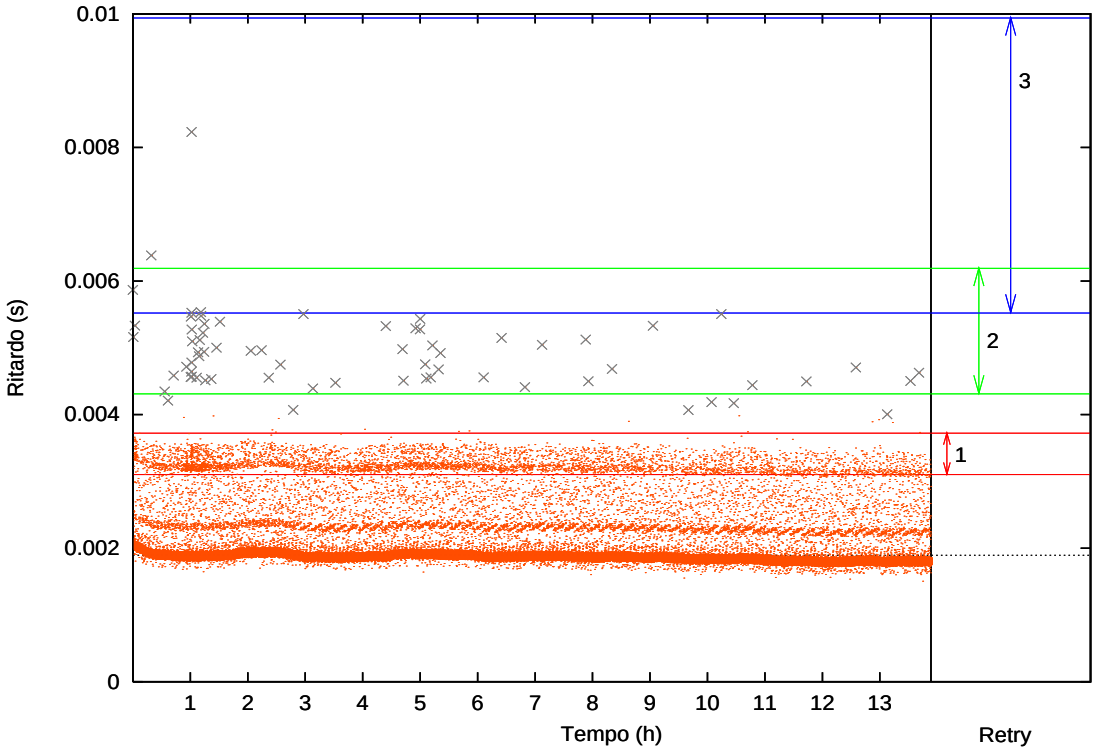

Figura 5.2: Tempo di trasmissione per un traffico dati effettivo.

Il ritardo dovuto alla prima trasmissione include anche uno scarto che intercorre fra gli orologi ed un ritardo aleatorio dovuto alla schedulazione dei processi per un tempo complessivo pari a 2ms. Come si può notare la componente aleatoria del ritardo introduce una variazione pari a circa 1.5ms (da 2ms a 3.5ms circa).
La prima ritrasmissione risulta sovrapposta a trasmissioni regolari che hanno subito un ritardo più consistente e di conseguenza risulta difficile stimare quali frame siano stati ritrasmessi una sola volta.
All'aumentare delle ritrasmissioni risulta più facile discriminare una ritrasmissione da un ritardo inatteso, risulta comunque difficile determinare in maniera esatta il numero delle ritrasmissioni a cui il frame è stato soggetto in quanto gli intervalli della figura 5.1 non sono sufficientemente distinti.

Queste misure evidenziano la possibilità di rilevare le ritrasmissioni attraverso i *timestamp* associati ai frame ma mettono in evidenza i problemi dovuti alla rilevazione della prima ritrasmissione e alla determinazione del numero esatto di ritrasmissioni che il frame ha subito.

Capitolo 6

Il frame

6.1 Cattura dell'header del frame

Le schede D-Lynk messe a nostra disposizione permettono attraverso un comando privato dei *wireless tools* di visualizzare il frame completo compreso l'*header* ma non il *FCS*.
Il comando è il seguente :
iwpriv SetDebug 0x2200

Nella modalità *debug* le schede D-Lynk stampano a video sia il contenuto dei frame in transito sia informazioni di debug circa il funzionamento del driver e della scheda. I frame di cui è stata catturata l'intestazione sono riportati di seguito.

6.1.1 Data

La cattura del frame DATA in transito dalla scheda di MAC addr *00:80:C8:2E:1C:94* alla scheda di MAC addr *00:80:C8:2E:1C:94* è stato ottenuto trasmettendo con il programma *send* un frame di 10B.
Le informazioni stampate a video circa la cattura del frame sono le seguenti :

rx: pkt 28 (DATA/DataOnly): time 97900721 len 42 signal 4 SNR 0 macstat 03 phystat 14 phyrate 12 mode 0 status 4
hrx: 802.11 buf[42]: 4
08 00
2C 00
00 80 C8 2E 1C B7
00 80 C8 2E 1C 94
5A 1A 52 B4 86 0E
F0 18

AA AA 03 00 00 00 20 04
30 30 30 30 30 35 30 0A 00 09
rx: payload_offset 24, payload_length 18
rx: frame info: llc.dsap AA, llc.ssap AA, llc.ctl 3, snap.oui 000, snap.type 420
rx: 802.1h/RFC1042 len: 18

Si possono notare i campi :

1. 08 00 : Frame control
2. 2C 00 : Duration/Id
3. 00 80 C8 2E 1C B7 : Address 1 , destination address
4. 00 80 C8 2E 1C 94 : Address 2 , source address
5. 5A 1A 52 B4 86 0E : Address 3 , BSSID
6. F0 18 : Sequence control
7. AA AA 03 00 00 00 20 04 : LLC (5B) + SNAP (3B)
8. 30 30 30 30 30 35 30 0A 00 09 : Payload

Notiamo che, per trasmettere un frame da 10B, sono necessari 8B addizionali di SNAP e LLC, 24B di intestazione ed infine 4B di FCS per complessivi 46B.

6.1.2 Ack

Il frame ACK catturato risulta essere il seguente :

rx: pkt 05 (CTL/Ack): time 52157702 len 10 signal 6 SNR 0 macstat 83 phystat 14 phyrate 9 mode 0 status 4
rx: 802.11 buf[10]: 4
D4 00
00 00
00 80 C8 2E 1C B7

Si possono notare i seguenti campi :

1. D4 00 : Frame control
2. 00 00 : Duration/Id
3. 00 80 C8 2E 1C B7 : Address 1 , receiver address

6.1.3 Rts

La struttura del frame RTS risulta :

rx: pkt 22 (CTL/RTS): time 27611120 len 16 signal 33 SNR 0 macstat 81 phystat 00 phyrate 20 mode 0 status 4
rx: 802.11 buf[16]: 4
B4 00
26 03
00 08 A1 42 FB C6
00 08 A1 3B C8 6D

dove si notano i seguenti campi :

1. B4 00 : Frame control
2. 26 03 : Duration/Id
3. 00 08 A1 42 FB C6 : Address 1 , receiver address
4. 00 08 A1 3B C8 6D : Address 2 , target address

6.1.4 Cts

Il frame CTS è risultato avere la seguente struttura :
rx: pkt 23 (CTL/CTS): time 27611380 len 10 signal 36 SNR 0 macstat 81 phystat 00 phyrate 20 mode 0 status 4
rx: 802.11 buf[10]: 4
C4 00
24 02
00 08 A1 3B C8 6D

dove si notano i seguenti campi :

1. C4 00 : Frame control
2. 24 02 : Duration/Id
3. 00 08 A1 3B C8 6D : Address 1 , receiver address

Capitolo 7

Valutazione del throughput

7.1 Introduzione

Lo scopo di questa sezione è presentare la formula esatta per il calcolo del throughput alle diverse velocità offerte dagli standard IEEE 802.11b-1999[2] e IEEE 802.11g-2003[3].
Tutti i valori, le formule e le relazioni che vengono riportate in questa sezione sono stati estratti dagli standard IEEE 802.11-1999 [1], IEEE 802.11b-1999 [2] e IEEE 802.11g-2003 [3].
L'analisi del T.M.T. o Theoretical Maximum Throughput è necessaria per conoscere le capacità teoriche del protocollo prescindendo dai ritardi che quest'ultimo può accusare quando viene implementato.
La figura 7.1 a pagina 110 mostra il traffico generato dal protocollo 802.11b/g con entrambe le politiche di accesso al mezzo : RTS/CTS e CSMA. In entrambi i casi l'effettivo trasferimento di dati risulta essere solo una parte del traffico complessivo generato. Il traffico addizionale o traffico di controllo sottrae banda al traffico dati diminuendo il throughput del protocollo.
Risulta necessaria quindi, un'analisi puramente matematica del T.M.T., al fine di ottenere un limite superiore alle prestazioni reali, che successivamente si andrà a valutare sperimentalmente.

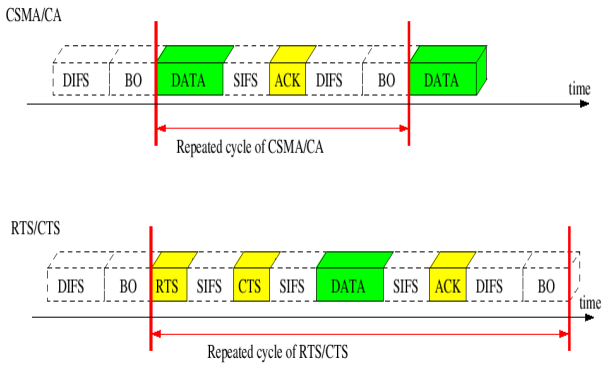

Figura 7.1: Diagramma del traffico generato dall'802.11b/g con entrambe le politiche di accesso al mezzo : CSMA e RTS/CTS.

Lo standard IEEE 802.11b-1999 prevede due politiche di accesso al mezzo, CSMA e RTS/CTS, e due tipi di preambolo, short e long preamble. Si hanno di conseguenza 4 possibilità, per le quali verrà calcolato il throughput e l'efficienza di banda. In particolare, verrà esaminata l'influenza della scelta del preambolo e della politica di accesso al mezzo al fine di massimizzare throughput ed efficienza di banda.
Lo standard IEEE 802.11g-2003 prevede anch'esso due politiche di accesso al mezzo, CSMA e RTS/CTS, e due lunghezze dello slot time, short e long slot. Si hanno 4 combinazioni diverse, per le quali è stato calcolato il throughput e l'efficienza di banda. In particolare, verrà esaminata l'influenza della scelta dello slot time e della politica di accesso al mezzo al fine di massimizzare il throughput e l'efficienza di banda.
Verrà poi eseguito un confronto fra i due protocolli alle velocità simili, ovvero 6Mb/s e 12Mb/s per 802.11g e 5.5Mb/s e 11Mb/s per 802.11b. L'analisi prevede il confronto della prestazione migliore e peggiore di 802.11b e 802.11g fra le 4 possibilità offerte, al fine di valutare quale fra le due tecnologie risulta avere prestazioni maggiori per quanto riguarda throughput ed efficienza di banda.

7.2 Massimo throughput teorico

Il calcolo del throughput in bit/s è dato dalla seguente formula :

$$TMT = \frac{8 * \text{NL-PPDU}}{T_{cycle}} \tag{7.1}$$

dove NL-PDU è la dimensione della Network Layer Protocol Data Unit in byte, ovvero la dimensione dal payload utile trasferibile, mentre T_{cycle} è il tempo in secondi

necessario a trasferire un frame. Tale tempo, come si vede dalla figura 7.1 a pagina 110, è funzione della politica di accesso al mezzo e ricavabile come :

$$\begin{aligned} T_{cycle}^{CSMA/CA} &= T_{data} + T_{sifs} + T_{ack} + T_{difs} + T_{bo} \\ T_{cycle}^{RTS/CTS} &= T_{rts} + T_{sifs} + T_{cts} + T_{sifs} + \\ &\quad + T_{data} + T_{sifs} + T_{ack} + T_{difs} + T_{bo} \end{aligned} \tag{7.2}$$

dove :

T_{data}	=	Tempo necessario a trasferire la PLCP-PDU o PMD-SDU
T_{sifs}	=	Short InterFrame Space tipico della versione del protocollo presa in esame
T_{ack}	=	Tempo per cui il trasmettitore rimane in attesa di un ack dal ricevitore
T_{difs}	=	Distribueted InterFrame Space tipico della versione del protocollo presa in esame
T_{bo}	=	Tempo di backoff
T_{rts}	=	Tempo necessario ad inviare un frame RTS
T_{cts}	=	Tempo necessario ad inviare un frame CTS

T_{data} è il risultato di più contributi dovuti alle differenti velocità con cui vengono trasmesse le varie componenti della PPDU.
Come si vede dalla figura 7.2 a pagina 111, la PPDU è il risultato della MAC-PDU a cui è stato aggiunto un header e un preambolo dal PLCP layer.

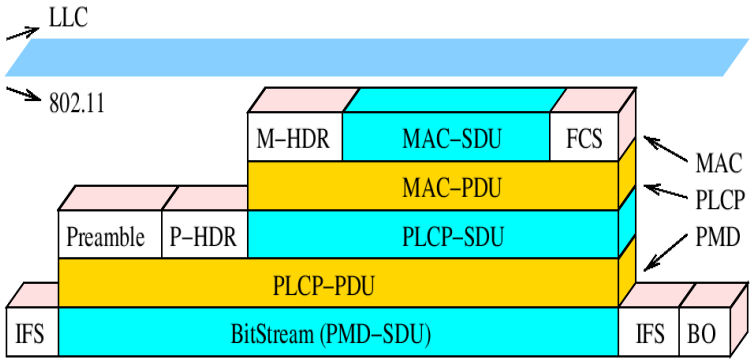

Figura 7.2: Overhead introdotto dai sublayers dell'802.11.

In generale il T_{data} sarà dato dalla :

$$
\begin{aligned}
T_{data} &= \frac{\text{MAC-PDU}}{R\,(\text{MAC-PDU})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{\text{NL-PDU} + 224b + 64b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{\text{NL-PDU} + 288b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})}
\end{aligned}
$$

dove :

- MAC-PDU : dimensione in bit della MAC-PDU
- PLCP-HDR : dimensione in bit del PLCP-HDR
- PLCP-PREAMBLE : dimensione in bit del PLCP-PREAMBLE
- R(...) : velocità a cui viene trasferita una particolare sequenza di bit in bit/s.

Va ricordato che la MAC-SDU contiene sia la NL-PDU ovvero il payload utile, sia due campi addizionali detti LLC header e SNAP header per complessivi 8 byte. Questi campi sono stati rilevati sperimentalmente come si può vedere nella sezione 6.1.1.
Supponendo di conoscere le velocità con cui vengono trasmesse le componenti della PLCP-PDU (R(PLCP-HDR) e R(PLCP-PREAMBLE)) e le dimensioni di queste ultime in bit (PLCP-HDR e PLCP-PREAMBLE), il tempo impiegato a trasmettere un frame è ricavabile come funzione del payload utile che esso trasporta:

$$T_{data} = f(\text{NL-PDU})$$

7.2.1 T.M.T. : 802.11b

Lo standard IEEE 802.11b [2] definisce due diverse PPDU in funzione della lunghezza del preambolo che si adotta :

1. Long Preamble
   La dimensione del preambolo (PLCP-PREAMBLE) è di 144b, la dimensione dello header (PLCP-HDR) è di 48b per complessivi 192b che vengono interamente trasmessi ad 1Mb/s con DSSS/DBPSK.
   Il ritardo introdotto è complessivamente pari a 192μs.
   Utilizzando questo preambolo la PSDU o MAC-PDU può essere trasmessa alle velocità di 1Mb/s(DSSS/DBPSK), 2Mb/s(DSSS/DQPSK), 5.5Mb/s e 11 Mb/s (CCK/DQPSK utilizzando differenti rotazioni di fase a seconda del rate).

2. Short Preamble
   La dimensione del preambolo (PLCP-PREAMBLE) è di 72b trasmesso a 1Mb/s (DSSS/DBPSK) mentre la dimensione del PLCP header (PLCP-HDR) è di 48b trasmesso a 2Mb/s (DSSS/DQPSK).
   Il ritardo introdotto è complessivamente pari a 96μs.
   Utilizzando questo preambolo la PSDU o MAC-PDU può essere trasmessa alle velocità di 2Mb/s(DSSS/DQPSK), 5.5Mb/s e 11 Mb/s (CCK/DQPSK utilizzando differenti rotazioni di fase a seconda del rate).

Consideriamo nelle sezioni seguenti i 4 casi possibili che si possono incontrare con 802.11b, iniziando con CSMA e considerando prima il preambolo lungo e successivamente quello corto. Verrà poi eseguito un confronto fra i due preamboli al fine di valutare la differenza delle prestazioni considerando throughput ed efficienza di banda. Lo stesso tipo di analisi verrà poi eseguita considerando la politica di accesso al mezzo RTS/CTS. Infine verranno confrontate le due politiche di accesso al mezzo alla luce dei risultati ottenuti.
Riportiamo ora i parametri che risultano costanti per 802.11b, indipendentemente dalla politica di accesso al mezzo e dal tipo di preambolo utilizzato :

$$\begin{aligned} T_{sifs} &= \text{aSIFSTime} = 10\mu s \\ T_{difs} &= \text{aSIFSTime} + 2 * \text{aSlotTime} = 50\mu s \\ T_{bo} &= \text{Random}\,(0, CW) * \text{aSlotTime} \\ &= \text{Random}\,(0, 31) * 20\mu s \\ &= \text{Random}\,(0, 620)\,\mu s \rightarrow E\left[R\,(0, 620)\right] = 310\mu s \end{aligned} \tag{7.3}$$

dove Random $(0, CW)$ rappresenta una variabile aleatoria distribuita uniformemente sull'intervallo (0,CW). Consideriamo l'ipotesi semplificativa, in cui non siano coinvolte ritrasmissioni, e di conseguenza CW sia sempre pari al valore iniziale ad essa assegnato ad ogni trasmissione : CW=aCWmin=31.
Consideriamo infine il valor medio di tale variabile aleatoria, in quanto si presuppone che il numero di frame trasmessi sia molto alto.

7.2.1.1 T.M.T. : 802.11b CSMA long preamble

Consideriamo inizialmente il caso di 802.11b con politica di accesso al mezzo CSMA e preambolo lungo.
I parametri necessari al calcolo del tempo di ciclo $T^{CSMA}_{cycle(802.11b)}\Big|_{long_preamble}$ e di conseguenza del throughput, in accordo alle 7.1 e 7.2 a pagina 110, possono essere estratti

dallo standard :

$$
\begin{aligned}
T_{data} &= \frac{\text{NL-PDU} + 288b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{\text{NL-PDU} + 288b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + \frac{48b}{1Mb/s} + \frac{144b}{1Mb/s} \\
&= \frac{\text{NL-PDU} + 288b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + 192\mu s \\
T_{ack} &= \frac{\text{ACK}}{R\,(\text{ACK})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{112b}{R\,(\text{ACK})} + \frac{48b}{1Mb/s} + \frac{144b}{1Mb/s} \\
&= \stackrel{11Mb/s}{\longrightarrow} 10.2\mu s + 144\mu s + 48\mu s = 203.2\mu s \simeq 203\mu s \\
&\quad \stackrel{5.5Mb/s}{\longrightarrow} 20.4\mu s + 144\mu s + 48\mu s = 212.4\mu s \simeq 213\mu s \\
&\quad \stackrel{2Mb/s}{\longrightarrow} 56\mu s + 144\mu s + 48\mu s = 248\mu s \\
&\quad \stackrel{1Mb/s}{\longrightarrow} 112\mu s + 144\mu s + 48\mu s = 304\mu s
\end{aligned}
$$

dove:

- NL-PDU : dimensione in bit del payload utile
- PLCP-HDR : dimensione in bit dell'header PLCP
- PLCP-PREAMBLE : dimensione in bit del prambolo PLCP
- R(...) : velocità di trasmissione di un determinato campo in bit/s.
- ACK : dimensione in bit del frame di ACK

Va notato che $R\,(\text{ACK})$ rappresenta la bit rate a cui vengono trasmessi gli ACK che, come lo standard riporta, deve essere minore o uguale alla bit rate del frame ricevuto precedentemente.
I parametri T_{sifs}, T_{difs} e T_{BO} sono quelli riportati nella 7.3 a pagina 7.3.
In figura 7.3 a pagina 115 è possibile vedere le curve dei T.M.T. alle varie velocità, nell'ipotesi in cui si utilizzi 802.11b con CSMA ed il preambolo lungo.

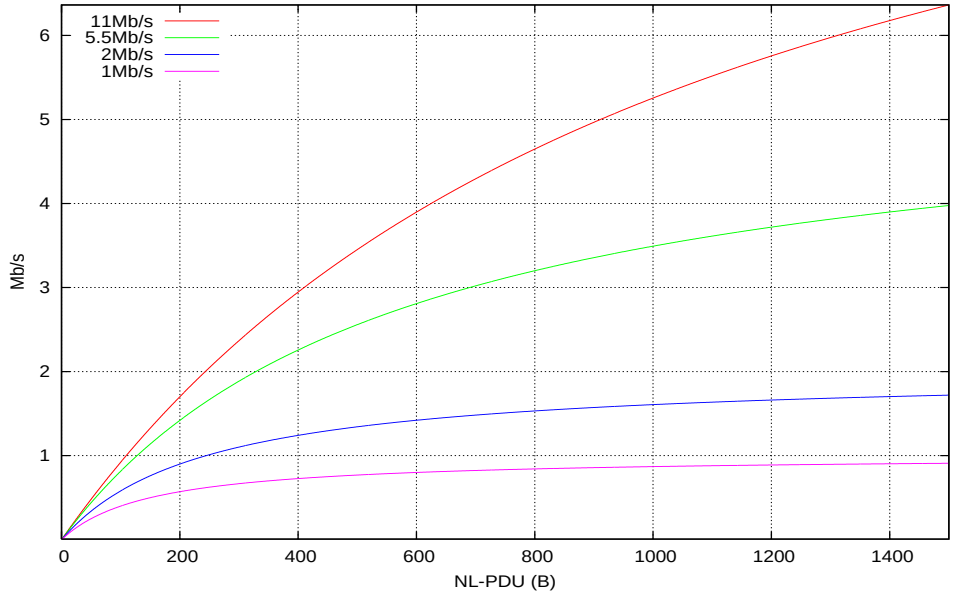

Figura 7.3: Andamento del T.M.T. del 802.11b al variare della dimensione della NL-PDU in byte e della velocità con CSMA e preambolo lungo.

7.2.1.2 T.M.T. : 802.11b CSMA short preamble

Consideriamo adesso il caso in cui i frames in transito adottino il preambolo corto. La lunghezza del preambolo influisce, per quanto riguarda il throughput ovvero il calcolo delle 7.1 e 7.2 a pagina 110, solo ed esclusivamente sui parametri T_{data} e T_{ack} che in questo caso risultano :

$$
\begin{aligned}
T_{data} &= \frac{\text{NL-PDU} + 224b + 64b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{\text{NL-PDU} + 288b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + \frac{48b}{2Mb/s} + \frac{72b}{1Mb/s} \\
&= \frac{\text{NL-PDU} + 288b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + 24\mu s + 72\mu s \\
&= \frac{\text{NL-PDU} + 288b}{R\,(\text{MAC-PDU})} + 96\mu s \\
T_{ack} &= \frac{\text{ACK}}{R\,(\text{ACK})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{112b}{R\,(\text{ACK})} + \frac{48b}{2Mb/s} + \frac{72b}{1Mb/s} \\
&= \frac{112b}{R\,(\text{ACK})} + 24\mu s + 72\mu s
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
&= \frac{112b}{R(\text{ACK})} + 96\mu s \\
&= \overset{11Mb/s}{\longrightarrow} \frac{112b}{11Mb/s} + 96\mu s \simeq 107\mu s \\
&\quad \overset{5.5Mb/s}{\longrightarrow} \frac{112b}{5.5Mb/s} + 96\mu s \simeq 117\mu s \\
&\quad \overset{2Mb/s}{\longrightarrow} \frac{112b}{2Mb/s} + 96\mu s = 152\mu s
\end{aligned}
$$

dove:

- NL-PDU : dimensione in bit del payload utile
- PLCP-HDR : dimensione in bit dell'header PLCP
- PLCP-PREAMBLE : dimensione in bit del prambolo PLCP
- R(...) : velocità di trasmissione di un determinato campo
- ACK : dimensione in bit del frame di ACK

I parametri T_{sifs}, T_{difs} e T_{BO} sono quelli riportati nella 7.3 a pagina 7.3.
In figura 7.4 a pagina 117 è possibile vedere le curve dei T.M.T. alle varie velocità nell'ipotesi in cui si utilizzi 802.11b con CSMA ed il preambolo corto.
La curva ad 1Mb/s è assente in quanto tale velocità non è prevista dal protocollo in presenza di preambolo corto.

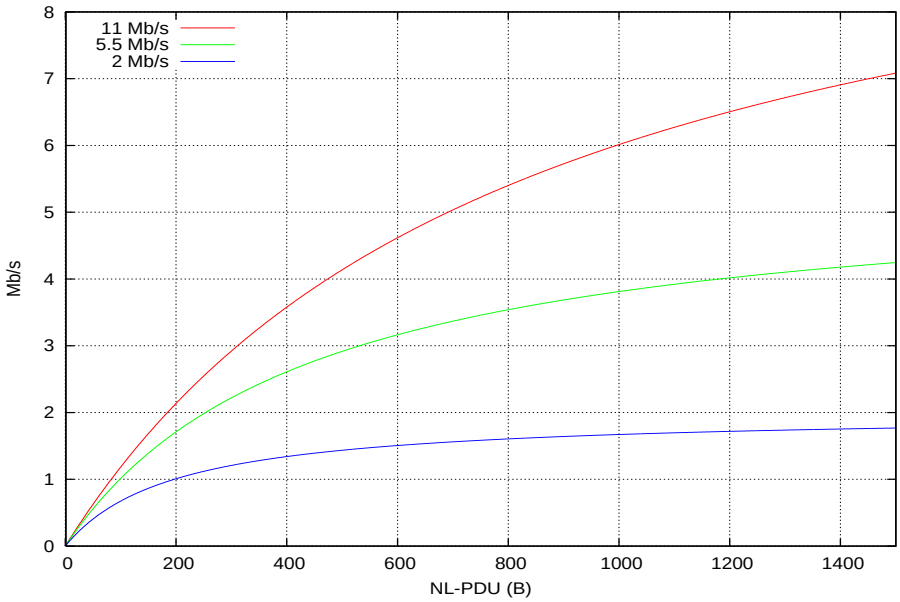

Figura 7.4: Andamento del T.M.T. di 802.11b al variare della dimensione della NL-PDU in byte e della velocità con CSMA e preambolo corto.

7.2.1.3 T.M.T. : 802.11b CSMA long preamble VS short preamble

In questa sezione verrà analizzata l'influenza della scelta della lunghezza del preambolo, sia ai fini del throughput, sia ai fini dell'efficienza di banda.
La figura 7.5 a pagina 118 mostra i throughput generati da 802.11b con CSMA considerando entrambi i preamboli.
Consideriamo ora la seguente quantità :

$$\Delta^{CSMA}_{802.11b}\Big|_{preamble}(\%) = \frac{\mathrm{TMT}^{CSMA}_{802.11b}|_{short_preamble} - \mathrm{TMT}^{CSMA}_{802.11b}|_{long_preamble}}{\mathrm{TMT}^{CSMA}_{802.11b}\Big|_{long_preamble}} * 100$$

ovvero l'incremento percentuale di throughput, dovuto alla scelta di un preambolo più corto.
La figura 7.6 a pagina 119 mostra il $\Delta^{CSMA}_{802.11b}\Big|_{preamble}(\%)$ ed evidenzia che la lunghezza del preambolo influisce in maniera proporzionale alla velocità ed inversamente proporzionale alla dimensione della NL-PDU. In particolare si può notare un incremento del throughput pari al 10.2% per frames di dimensione pari a 1500B e velocità pari a 11Mb/s. Definiamo *efficienza di banda percentuale* il rapporto in

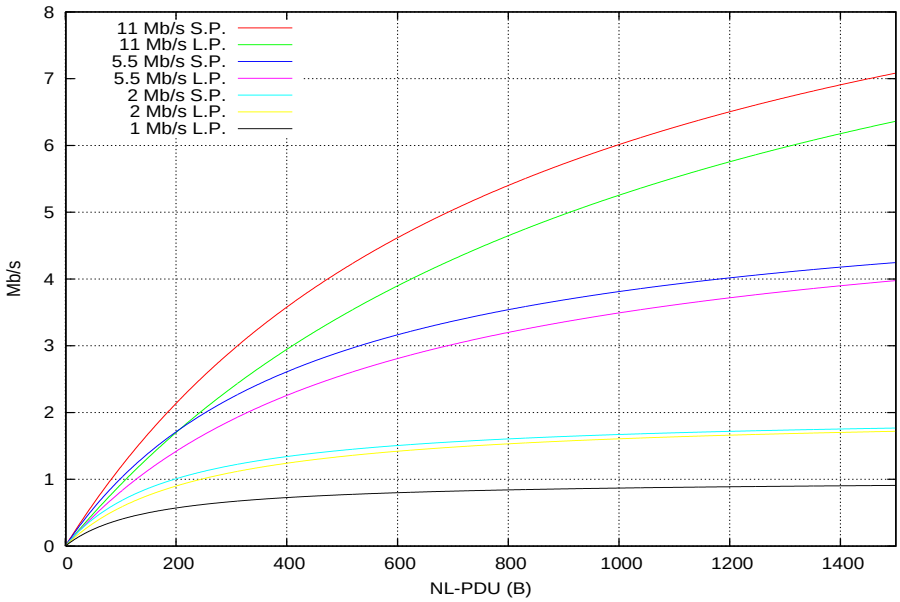

Figura 7.5: Andamento del T.M.T. di 802.11b considerando entrambi i valori del preambolo, al variare della dimensione della NL-PDU in byte e della velocità con politica di accesso al mezzo CSMA.

scala percentuale fra il T.M.T. ed il rate a cui vengono trasmessi i dati.

$$\epsilon = \frac{T.M.T.}{R} * 100$$

Le figure 7.7 a pagina 119 e 7.8 a pagina 119 mostrano le efficienze di banda per entrambe le scelte della lunghezza del preambolo. Per poter dare una valutazione sull'incidenza della scelta del preambolo consideriamo la differenza fra le efficienze di banda percentuali a pari velocità. La figura 7.9 a pagina 119 mostra in termini percentuali, la differenza di efficienza di banda che i due preamboli generano, alle diverse velocità, e alle varie dimensioni della NL-PDU. Come si può notare l'influenza della lunghezza del preambolo sull'efficienza di banda è comunque limitata a meno del 7%.

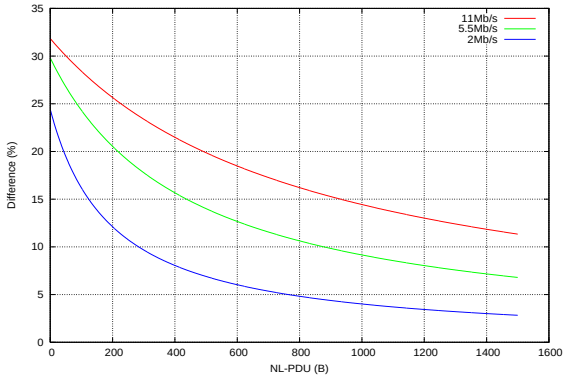

Figura 7.6

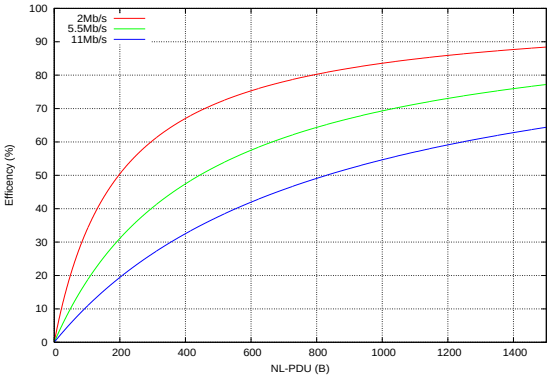

Figura 7.7

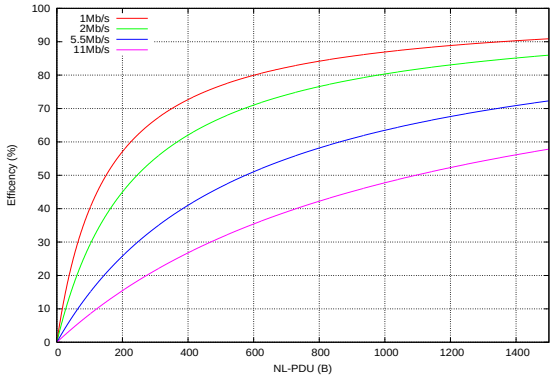

Figura 7.8

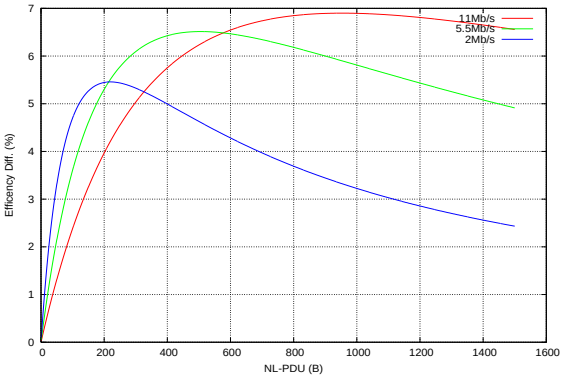

Figura 7.9

- Figura 7.6 : Incremento percentuale di throughput dovuto al preambolo corto con 802.11b e CSMA, in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.
- Figura 7.7 : Efficienza di banda considerando 802.11b con CSMA e preambolo corto in funzione della NL-PDU in byte.
- Figura 7.8 : Efficienza di banda considerando 802.11b con CSMA e preambolo lungo in funzione della NL-PDU in byte.
- Figura 7.9 : Differenza fra le efficienze di banda con 802.11b e CSMA generate dai due diversi preamboli alle diverse velocità in funzione della NL-PDU in byte.

7.2.1.4 T.M.T. : 802.11b RTS/CTS long preamble

Con questa sezione iniziamo l'analisi della politica di accesso al mezzo RTS/CTS con 802.11b.
In particolare, consideriamo inizialmente il preambolo lungo e successivamente quello

corto, concludendo l'analisi con un confronto delle prestazioni.
I parametri necessari al calcolo del tempo di ciclo in accordo alla 7.1 e 7.2 a pagina 110 sono, per quanto riguarda T_{data}, T_{ack}, T_{sifs}, T_{difs} e T_{BO}, gli stessi del CSMA con preambolo lungo, mentre sono da considerare i tempi dovuti al transito dei frame RTS e CTS :

$$
\begin{aligned}
T_{rts} &= \frac{RTS}{R(RTS)} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{160b}{R(RTS)} + 192\mu s \\
&= \stackrel{11Mb/s}{\longrightarrow} \frac{160b}{11Mb/s} + 192\mu s \simeq 207\mu s \\
&\quad \stackrel{5.5Mb/s}{\longrightarrow} \frac{160b}{5.5Mb/s} + 192\mu s \simeq 222\mu s \\
&\quad \stackrel{2Mb/s}{\longrightarrow} \frac{160b}{2Mb/s} + 192\mu s = 272\mu s \\
&\quad \stackrel{1Mb/s}{\longrightarrow} \frac{160b}{1Mb/s} + 192\mu s = 352\mu s \\
T_{cts} &= \frac{CTS}{R(CTS)} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{112b}{R(CTS)} + 192\mu s \\
&= \stackrel{11Mb/s}{\longrightarrow} 10.2\mu s + 192\mu s = 203.2\mu s \simeq 203\mu s \\
&\quad \stackrel{5.5Mb/s}{\longrightarrow} 20.4\mu s + 192\mu s = 212.4\mu s \simeq 213\mu s \\
&\quad \stackrel{2Mb/s}{\longrightarrow} 56\mu s + 192\mu s = 248\mu s \\
&\quad \stackrel{1Mb/s}{\longrightarrow} 112\mu s + 192\mu s = 304\mu s
\end{aligned}
$$

dove:

- RTS : dimensione in bit del frame RTS
- CTS : dimensione in bit del frame CTS
- PLCP-HDR : dimensione in bit dell'header PLCP
- PLCP-PREAMBLE : dimensione in bit del prambolo PLCP
- R(...) : velocità di trasmissione di un determinato campo in bit/s.

In figura 7.10 a pagina 121 si possono vedere le curve dei throughput associate alle varie velocità considerando 802.11b con RTS/CTS e preambolo lungo.

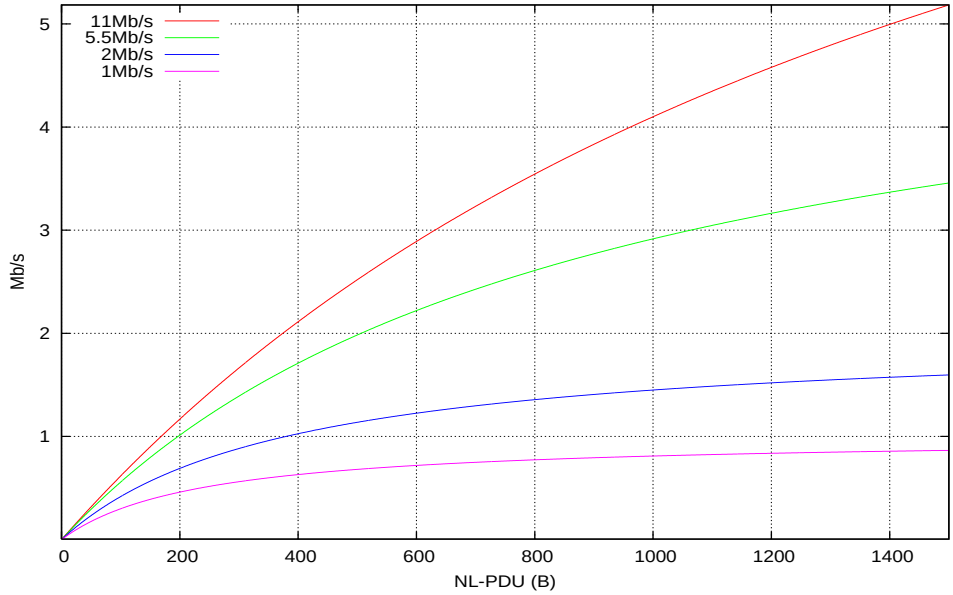

Figura 7.10: Andamento del throughput di 802.11b con RTS/CTS e preambolo lungo in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.

7.2.1.5 T.M.T. : 802.11b RTS/CTS short preamble

Consideriamo ora l'utilizzo del preambolo corto con 802.11b e RTS/CTS.
I parametri per il calcolo del throughput attraverso la 7.1 e la 7.2 a pagina 110 sono, per quanto riguarda T_{data}, T_{ack}, T_{sifs}, T_{difs} e T_{BO} equivalenti al caso 802.11b con CSMA e preambolo corto, mentre bisogna riconsiderare T_{rts} e T_{cts} :

$$
\begin{aligned}
T_{rts} &= \frac{\text{RTS}}{R\,(\text{RTS})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{160b}{R\,(\text{RTS})} + \frac{48b}{2Mb/s} + \frac{72b}{1Mb/s} \\
&= \frac{160b}{R\,(\text{RTS})} + 24\mu s + 72\mu s \\
&= \frac{160b}{R\,(\text{RTS})} + 96\mu s \\
&= \stackrel{11Mb/s}{\longrightarrow} \frac{160b}{11Mb/s} + 96\mu s \simeq 111\mu s \\
&\quad \stackrel{5.5Mb/s}{\longrightarrow} \frac{160b}{5.5Mb/s} + 96\mu s \simeq 126\mu s
\end{aligned}
$$

$$
\begin{aligned}
& \xrightarrow{2Mb/s} \frac{160b}{2Mb/s} + 96\mu s = 176\mu s \\
& \xrightarrow{1Mb/s} \frac{160b}{1Mb/s} + 96\mu s = 256\mu s \\
T_{cts} &= \frac{\text{CTS}}{R\,(\text{CTS})} + \frac{\text{PLCP-HDR}}{R\,(\text{PLCP-HDR})} + \frac{\text{PLCP-PREAMBLE}}{R\,(\text{PLCP-PREAMBLE})} \\
&= \frac{112b}{R\,(\text{CTS})} + \frac{48b}{2Mb/s} + \frac{72b}{1Mb/s} \\
&= \frac{112b}{R\,(\text{CTS})} + 24\mu s + 72\mu s \\
&= \frac{112b}{R\,(\text{CTS})} + 96\mu s \\
&= \xrightarrow{11Mb/s} \frac{112b}{11Mb/s} + 96\mu s \simeq 107\mu s \\
& \xrightarrow{5.5Mb/s} \frac{112b}{5.5Mb/s} + 96\mu s \simeq 117\mu s \\
& \xrightarrow{2Mb/s} \frac{112b}{2Mb/s} + 96\mu s = 152\mu s \\
& \xrightarrow{1Mb/s} \frac{112b}{1Mb/s} + 96\mu s = 208\mu s
\end{aligned}
$$

dove:

- RTS : dimensione in bit del frame RTS
- CTS : dimensione in bit del frame CTS
- PLCP-HDR : dimensione in bit dell'header PLCP
- PLCP-PREAMBLE : dimensione in bit del prambolo PLCP
- R(...) : velocità di trasmissione di un determinato campo in bit/s.

In figura 7.11 a pagina 123 sono stati tracciati gli andamenti per i throughput generati da 802.11b con RTS/CTS e preambolo corto. Come nel caso CSMA, manca la curva del throughput a 1M/s in quanto lo standard non la permette.

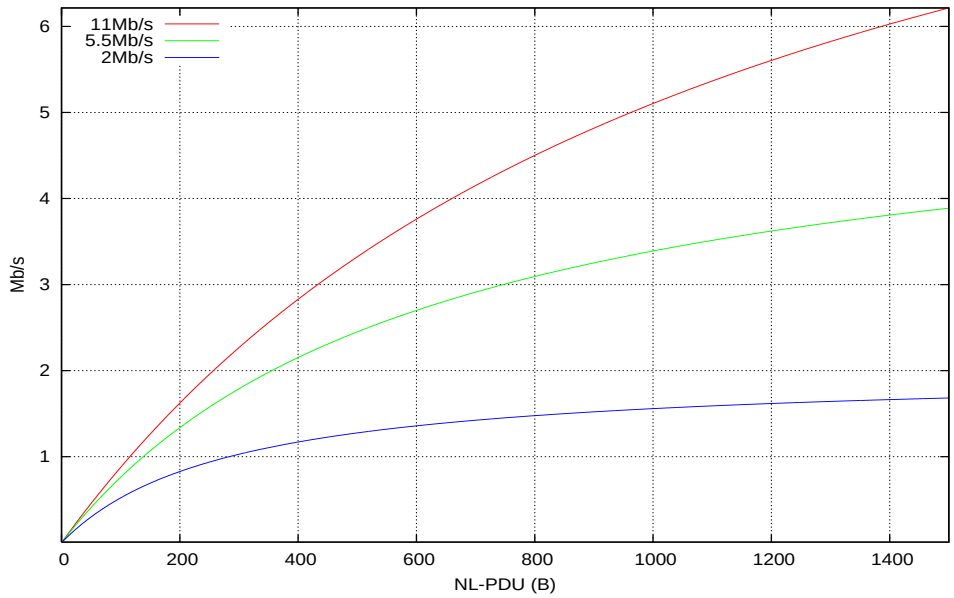

Figura 7.11: Andamento del throughput dell'802.11b con RTS/CTS e preambolo corto in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.

7.2.1.6 T.M.T. : 802.11b RTS/CTS long preamble VS short preamble

Analogamente a quanto fatto per il CSMA, in questa sezione verrà valutata l'influenza della lunghezza del preambolo ai fini del throughput e dell'efficienza di banda considerando come politica di accesso al mezzo RTS/CTS.
In figura 7.12 a pagina 124 si possono vedere i T.M.T. generati utilizzando RTS/CTS con entrambi i preamboli.

Consideriamo l'incremento percentuale di throughput dovuto alla scelta di un preambolo più corto :

$$\Delta^{RTS/CTS}_{802.11b}(\%)\Big|_{preamble} = \frac{\mathrm{TMT}^{RTS/CTS}_{802.11b}\Big|_{short_preamble} - \mathrm{TMT}^{RTS/CTS}_{802.11b}\Big|_{long_preamble}}{\mathrm{TMT}^{RTS/CTS}_{802.11b}\Big|_{long_preamble}} * 100$$

La figura 7.13 a pagina 125 mostra il $\Delta^{RTS/CTS}_{802.11b}(\%)$.
Si può notare come l'influenza del preambolo sia inversamente proporzionale alla dimensione del frame, e proporzionale alla velocità. Si nota un incremento del 20% per frame di dimensione pari a 1500B e velocità pari a 11Mb/s. Come nel caso CSMA consideriamo l'efficienza di banda percentuale, ottenendo in questo modo il

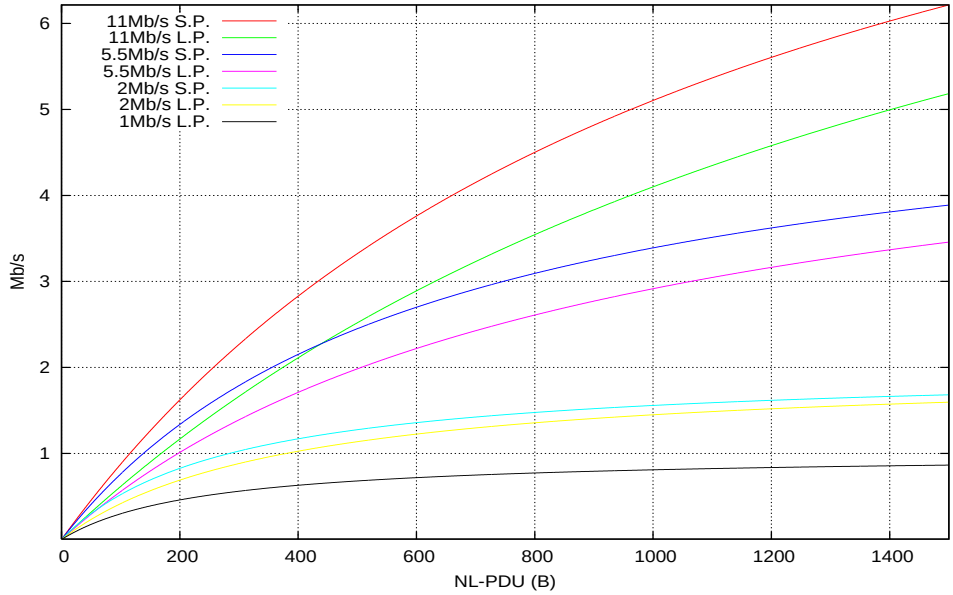

Figura 7.12: Andamento del throughput dell'802.11b con RTS/CTS considerando entrambi i preamboli.

grafico 7.15 a pagina 125 per il preambolo corto e il grafico 7.14 a pagina 125 per il preambolo lungo. Per valutare l'influenza del preambolo nell'efficienza di banda consideriamo la differenza delle efficienze di banda a parità di bit/rate ottenendo la figura 7.16 a pagina 125. La scelta del preambolo influisce sull'efficienza di banda per una quantità comunque inferiore al 10%.

7.2.1.7 T.M.T. : 802.11b Conclusioni

Per poter effettuare un confronto fra le prestazioni generate dalle politiche di accesso al mezzo consideriamo la seguente relazione:

$$TMT_{802.11b} = \frac{8 * \text{NL-PDU}}{\frac{8*\text{NL-PDU}}{R(\text{MAC-PDU})} + \delta}$$

dove:

- NL-PDU : dimensione in bit del payload utile.
- R(MAC-PDU) : velocità a cui viene trasferita la MAC-PDU in bit/s.

mentre il tempo δ riassume tutti gli overhead visti in precedenza.
La tabella 7.1 a pagina 126 permette di ricavare l'overhead δ in funzione dei vari

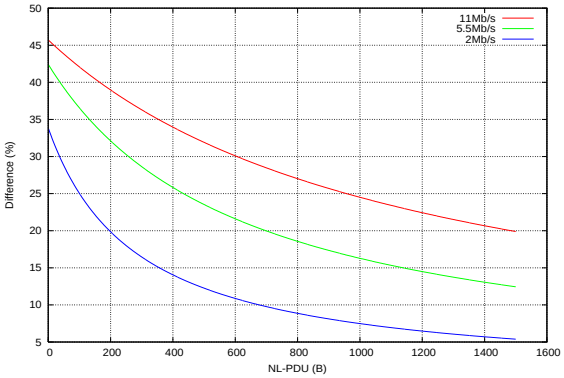

Figura 7.13

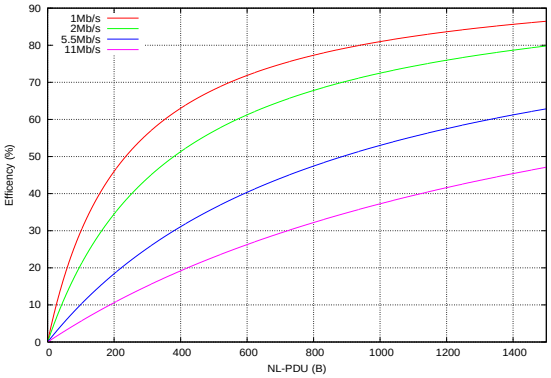

Figura 7.14

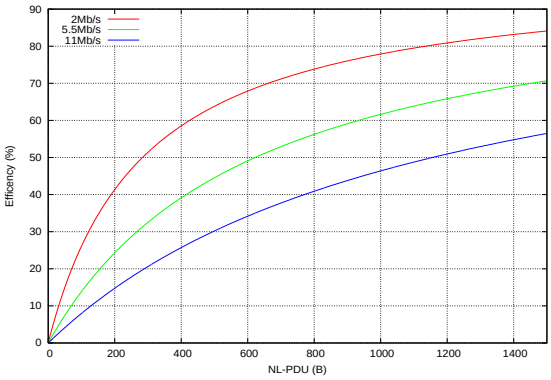

Figura 7.15

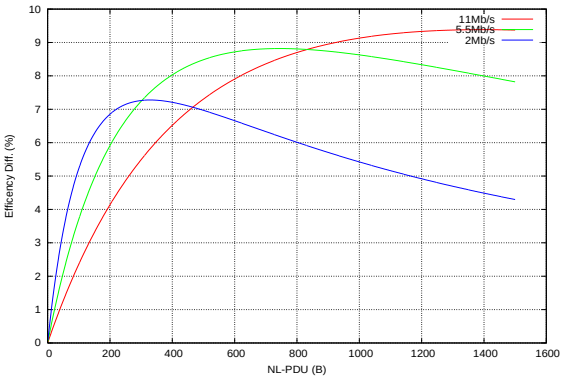

Figura 7.16

- Figura 7.13 : Incremento percentuale di throughput dovuto alla scelta del preambolo corto con 802.11b e RTS/CTS, in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.
- Figura 7.14 : Efficienza di banda con 802.11b, RTS/CTS e preambolo lungo in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.
- Figura 7.15 : Efficienza di banda con 802.11b, RTS/CTS e preambolo corto in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.
- Figura 7.16 : Differenza fra le efficienze di banda con 802.11b e RTS/CTS generate dai due diversi preamboli in funzione delle bit rate e della dimensione della NL-PDU in byte.

δ	CSMA		RTS/CTS	
velocità	Long Preamble	Short Preamble	Long Preamble	Short Preamble
1Mb/s	$1154\mu s$	$962\mu s$	$1830\mu s$	$1446\mu s$
2Mb/s	$954\mu s$	$762\mu s$	$1494\mu s$	$1110\mu s$
5.5Mb/s	$828\mu s$	$636\mu s$	$1281\mu s$	$897\mu s$
11Mb/s	$791\mu s$	$599\mu s$	$1220\mu s$	$836\mu s$

Tabella 7.1: Overhead caratteristico delle scelte possibili in 802.11b

parametri da cui esso dipende. Prendiamo in considerazione adesso la scelta della politica di accesso al mezzo a parità di preambolo.
Per poter eseguire un confronto fra RTS/CTS e CSMA a parità di velocità consideriamo inizialmente il confronto fra i throughput e successivamente il confronto fra le efficienze di banda.
Definiamo *differenza percentuale di schema*, l'incremento percentuale di throughput, che si ottiene cambiando politica di accesso al mezzo, a parità di preambolo.

$$\Delta^{preamble}_{802.11b}\Big|_{schema}(\%) = \frac{\mathrm{TMT}^{preamble}_{802.11b}\Big|_{CSMA} - \mathrm{TMT}^{preamble}_{802.11b}\Big|_{RTS/CTS}}{\mathrm{TMT}^{preamble}_{802.11b}\Big|_{RTS/CTS}} * 100$$

La figura 7.17 a pagina 127 mostra la differenza percentuale $\Delta^{long_preamble}_{802.11b}\Big|_{schema}(\%)$ fra i throughput generati con CSMA e quelli generati con RTS/CTS considerando il preambolo lungo. Si nota un incremento del throughput in maniera proporzionale alla velocità ed inversamente proporzionale alla dimensione della NL-PDU. Considerando una dimensione di NL-PDU pari a 1500B, ed una velocità pari a 11Mb/s, l'incremento delle prestazioni risulta essere comunque superiore al 20%. La figura 7.18 a pagina 127 mostra la differenza percentuale $\Delta^{short_preamble}_{802.11b}\Big|_{schema}(\%)$ dei throughput fra CSMA e RTS/CTS considerando il preambolo corto. Si nota, come nel caso precedente, un incremento nel throughput in maniera proporzionale alla velocità ed inversamente proporzionale alla dimensione del frame.
Alla dimensione della NL-PDU pari a 1500B e alla velocità di 11Mb/s si ha un incremento delle prestazioni comunque superiore al 14%.
Consideriamo ora la differenza fra le efficienze di banda fra CSMA e RTS/CTS con il preambolo lungo, come si vede dalla 7.19 a pagina 127, e con il preambolo corto come si vede dalla 7.20 a pagina 127. Notiamo, che la politica di accesso al mezzo influisce sull'efficienza di banda per meno del 12%, qualunque sia la scelta della

velocità e qualunque sia la scelta del preambolo.

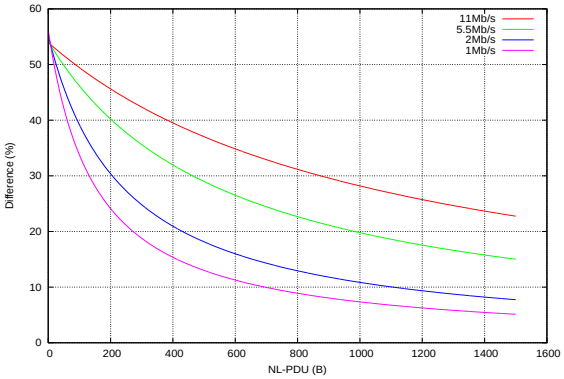

Figura 7.17

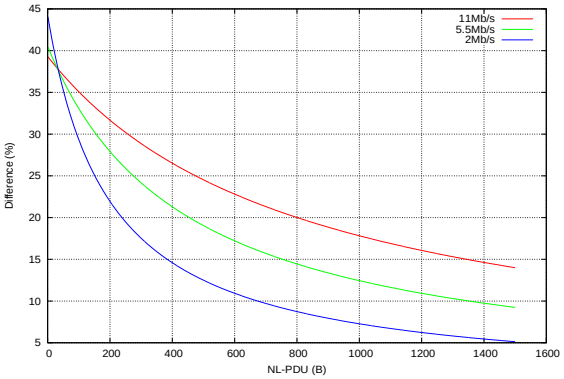

Figura 7.18

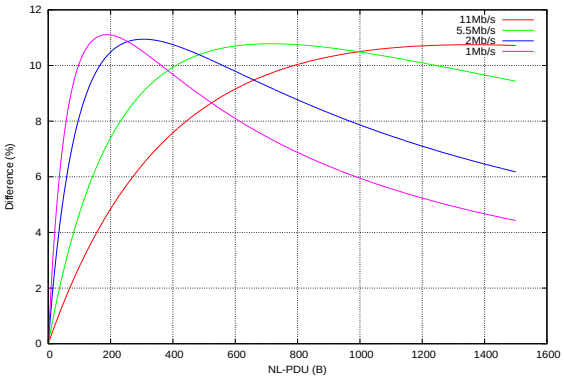

Figura 7.19

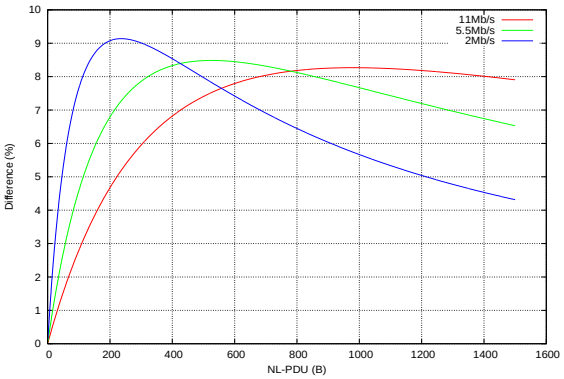

Figura 7.20

- Figura 7.17 : Differenza fra i throughput generati da 802.11b con CSMA e RTS/CTS, considerando il preambolo lungo in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.
- Figura 7.18 : Differenza fra i throughput generati da 802.11b con CSMA e RTS/CTS, considerando il preambolo corto in funzione della velocità e della e della NL-PDU in byte.
- Figura 7.19 : Differenza fra le efficienze di banda con 802.11b fra CSMA e RTS/CTS, considerando il preambolo lungo in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.
- Figura 7.20 : Differenza fra le efficienze di banda con 802.11b fra CSMA e RTS/CTS, considerando il preambolo corto in funzione della velocità e della NL-PDU in byte.

7.2.2 T.M.T. : 802.11g

Lo standard IEEE 802.11g [3] definisce almeno due modi operativi per il livello fisico in modo tale da garantire la compatibilità con la versione b, ovvero ERP-DSSS/CCK con entrambi i preamboli per la compatibilità con 802.11b e ERP-OFDM per gestire le velocità del g : 6,9,12,18,24,36,48,54 Mb/s per le quali,in questa sezione, verrano calcolati i vari T.M.T.
Il frame generato da 802.11g può essere osservato nella 7.21 a pagina 128.

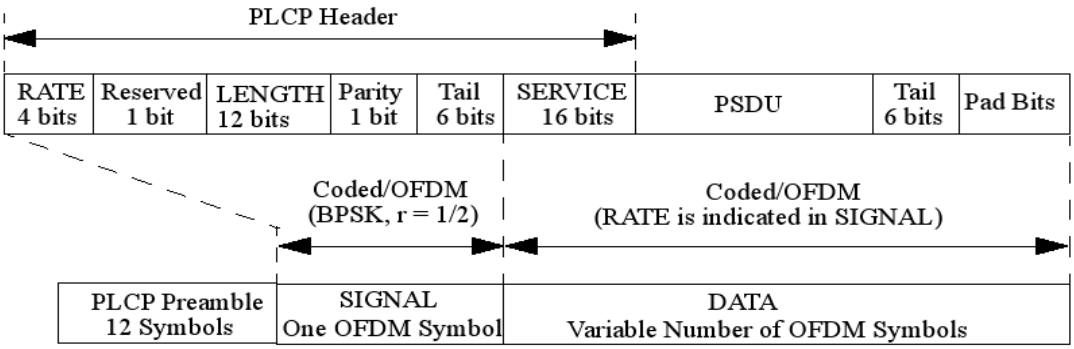

Figura 7.21: Frame caratteristico del 802.11g

L'overhead introdotto dal livello PLCP è costituito dai seguenti contributi :

- PLCP Preamble : $16\mu s$
- SIGNAL : $4\mu s$
- Service : 16b
  La cui durata temporale dipende dalla velocità.
- Tail : 6b
  La cui durata temporale dipende dalla velocità.

Lo standard IEEE 802.11g definisce due diverse lunghezze dello *slot time*, da cui derivano due diversi tempi T_{difs} e T_{BO}. Si ha uno slot time corto di $9\mu s$ ed un slot time lungo pari a $20\mu s$.
In questa sezione vengono analizzati throughput ed efficienza di banda di 802.11g con la politica di accesso al mezzo CSMA e RTS/CTS. Per ciascuna politica presa in considerazione verrà considerata l'influenza dello slot time al fine di massimizzare throughput ed efficienza di banda. Verrà successivamente eseguito un confronto fra le due politiche a parità di slot time, al fine di massimizzare throughput ed efficienza

di banda.
L'unico parametro che risulta essere costante indipendentemente da schema di accesso al mezzo e lunghezza dello slot è il tempo di T_{sifs} pari a $10\mu s$.

7.2.2.1 T.M.T. : 802.11g CSMA long slot

Iniziamo l'analisi di 802.11g con CSMA e slot time lungo pari a $20\mu s$. I parametri necessari al calcolo del throughput in accordo alle 7.1 e 7.2 a pagina 110 sono :

$$
\begin{aligned}
T_{data} &= T_{PLCPPreamble} + T_{SIGNAL} + \ldots \\
&\quad + T_{SYM} * \left\lceil \frac{T_{SERVICE} + T_{Tail} + 8 * (\text{NL-PDU} + 28B + 8B)}{N_{DBPS}} \right\rceil + T_{S.Ext} \\
&= 16\mu s + 4\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{16b + 6b + 8 * \text{NL-PDU} + 224b + 64b}{N_{DBPS}} \right\rceil + 6\mu s \\
&= 26\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{8 * \text{NL-PDU} + 310b}{N_{DBPS}} \right\rceil \\
T_{ack} &= T_{PLCPPreamble} + T_{SIGNAL} + \ldots \\
&\quad + T_{SYM} * \left\lceil \frac{T_{SERVICE} + T_{Tail} + 8 * \text{ACK}}{N_{DBPS}} \right\rceil + T_{S.Ext} \\
&= 16\mu s + 4\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{16b + 6b + 112b}{N_{DBPS}} \right\rceil + 6\mu s \\
&= 26\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{134b}{N_{DBPS}} \right\rceil \\
T_{difs} &= T_{sifs} + 2 * aSlotTime \\
&= 10\mu s + 2 * 20\mu s = 50\mu s \text{ (long slot)} \\
T_{BO} &= R(0, CW) * aSlotTime \\
&= R(0, 15) * 20\mu s \longrightarrow E[R(0, 300)] = 150\mu s \text{ (long slot)} \\
T_{sifs} &= 10\mu s
\end{aligned}
$$

dove :

- NL-PDU : dimensioni in byte del payload utile del frame DATA.
- ACK : dimensioni in byte del frame ACK.
- T_{BO} : il tempo di *backoff* viene considerato come media di una variabile aleatoria distribuita uniformemente, compresa fra 0 e $300\mu s$. Consideriamo l'ipotesi semplificativa in cui la CW o *contention window* rimanga sempre al valore minore pari a 15, ovvero la trasmissione non sia affetta da perdite o ritrasmissioni.

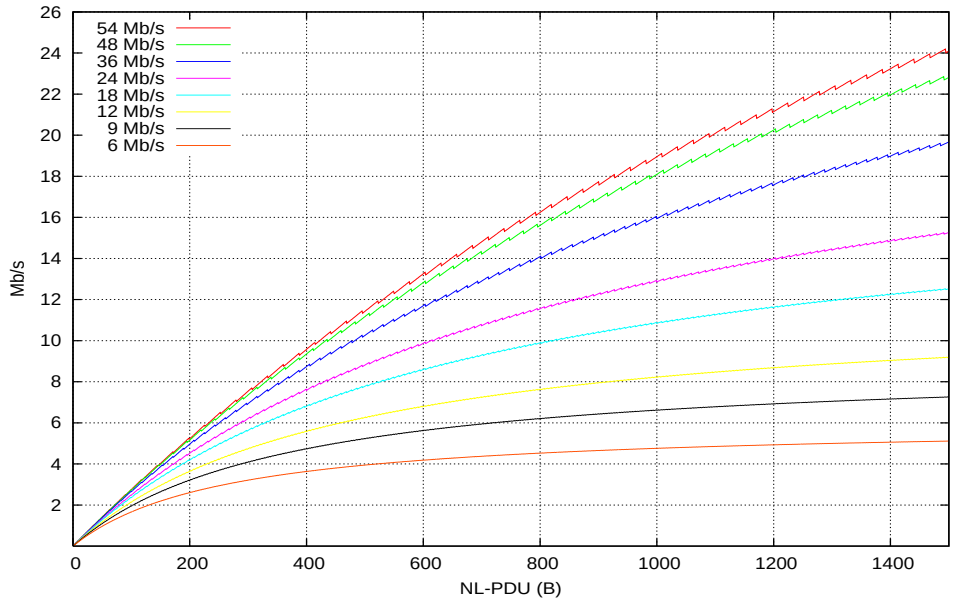

Figura 7.22: Throughput massimo teorico di 802.11g in presenza di long slot e di CSMA in funzione della velocità e della NL-PDU.

- N_{DBPS} : rappresenta il numero di bit codificati per simbolo, come si può vedere dalla tabella 2.30 a pagina 64.

La figura 7.22 a pagina 130 mostra il throughput massimo teorico generato alle diverse velocità messe a disposizione dallo standard 802.11g, utilizzando il long slot e la politica di accesso al mezzo CSMA. Si può notare l'andamento a scalini causato dall'arrotondamento all'intero superiore nel calcolo del numero di simboli da trasmettere.

7.2.2.2 T.M.T. : 802.11g CSMA short slot

Prendiamo ora in considerazione 802.11g con CSMA e slot time corto pari a $9\mu s$. I parametri per il calcolo del throughput in accordo alla 7.1 e 7.2 a pagina 110 sono, per quanto riguarda T_{data}, T_{ack} e T_{sifs}, equivalenti a CSMA con slot time lungo, mentre T_{BO} e T_{difs} risultano essere pari a :

$$\begin{aligned} T_{difs} &= T_{sifs} + 2 * aSlotTime \\ &= 10\mu s + 2 * 9\mu s = 28\mu s \text{ (short slot)} \\ T_{BO} &= R(0, CW) * aSlotTime \\ &= R(0, 15) * 9\mu s \longrightarrow E[R(0, 135)] = 67.5\mu s \text{ (short slot)} \end{aligned}$$

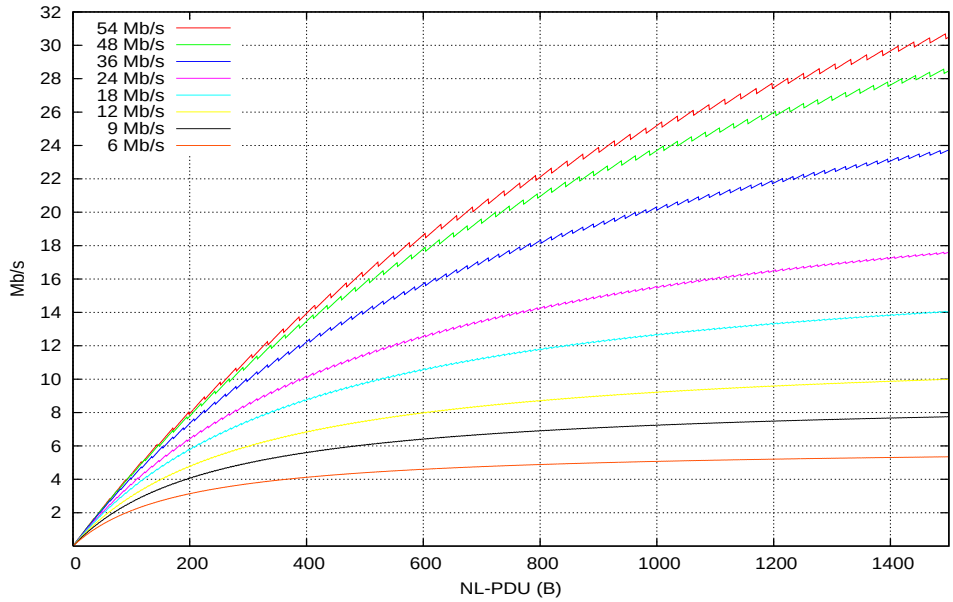

Figura 7.23: Throughput massimo teorico di 802.11g in presenza di short slot e di CSMA in funzione della velocità e della NL-PDU.

dove :

- T_{BO} : tempo di *backoff* considerato come media di una variabile alatoria distribuita uniformemente e compresa fra 0 e 300μs. Consideriamo l'ipotesi semplificativa in cui non vi siano perdite e di conseguenza ritrasmissioni, ovvero supponiamo, che la CW o *contention window* rimanga sempre al valore di 15 senza subire l'algoritmo di *backoff*.

La figura 7.23 a pagina 131 mostra l'andamento del throughput generato dal 802.11g alle diverse velocità utilizzando CSMA ed il short slot. Si può notare l'andamento a scalini causato dall'arrotondamento all'intero superiore nel calcolo del numero di simboli da trasmettere.

7.2.2.3 T.M.T. : 802.11g CSMA short slot VS long slot

Per valutare l'influenza della lunghezza dello slot time sul throughput consideriamo la seguente quantità :

$$\Delta^{CSMA}_{802.11g}\Big|_{slot_time}(\%) = \frac{\mathrm{TMT}^{CSMA}_{802.11g}\Big|_{short_slot} - \mathrm{TMT}^{CSMA}_{802.11g}\Big|_{long_slot}}{\mathrm{TMT}^{CSMA}_{802.11g}\Big|_{long_slot}} * 100$$

pari all'incremento percentuale di throughput che si rileva utilizzando uno slot time più corto.

La figura 7.24 a pagina 133 mostra il $\Delta^{CSMA}_{802.11g}\Big|_{slot_time}(\%)$ ovvero l'incremento percentuale di throughput dovuto alla scelta dello slot time più corto con 802.11g e CSMA.
Si può notare come alla velocità di 54Mb/s l'incremento di throughput sia comunque superiore al 25%.
Definiamo efficienza di banda percentuale la quantità :

$$\epsilon = \frac{T.M.T.}{R} * 100$$

Consideriamo le efficienze di banda per entrambe le scelte dello slot time. In figura 7.25 a pagina 133 si ha l'efficienza di banda nel caso di slot time corto mentre la 7.26 a pagina 133 mostra l'efficienza con lo slot corto. Infine per valutare l'influenza della scelta dello slot time nell'efficienza di banda consideriamo la differenza fra le efficienze di banda a parità di bit rate come si può vedere dalla figura 7.27 a pagina 133.
Come si può notare la scelta dello slot time influisce sull'efficienza di banda per meno del 12%.

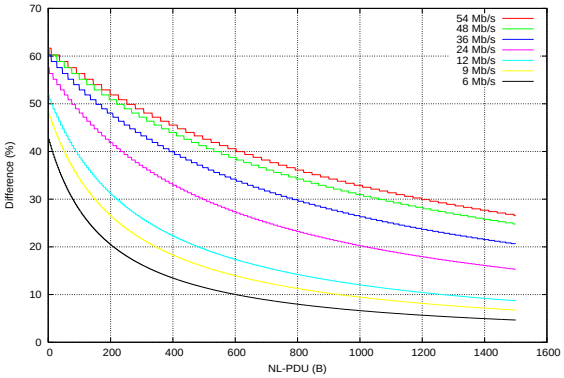

Figura 7.24

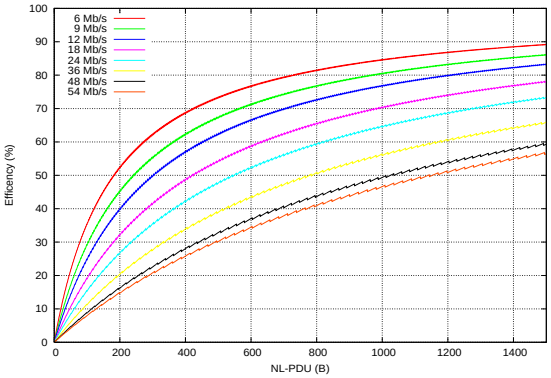

Figura 7.25

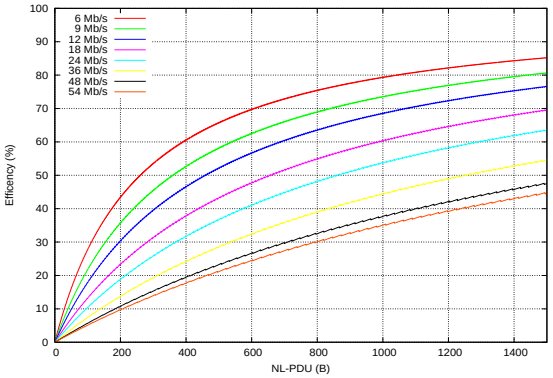

Figura 7.26

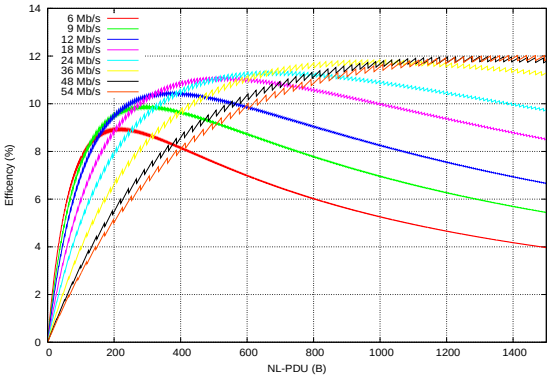

Figura 7.27

- Figura 7.24 : Incremento percentuale di throughput dovuto all'utilizzo dello slot time più corto con 802.11g e CSMA.
- Figura 7.25 : Efficienza di banda per 802.11g con CSMA e slot time corto.
- Figura 7.26 : Efficienza di banda per 802.11g con CSMA e slot time lungo.
- Figura 7.27 : Differenza fra le efficienze di banda generate dai due slot time con 802.11g e CSMA.

7.2.2.4 T.M.T. : 802.11g RTS/CTS long slot

Iniziamo in questa sezione l'analisi della politica di accesso al mezzo RTS/CTS con 802.11g.
Il primo caso che prendiamo in considerazione è lo slot time lungo pari a $20\mu s$. I parametri per il calcolo del throughput in accordo alle 7.1 e 7.2 a pagina 110 sono, per quanto riguarda T_{data}, T_{ack} e T_{sifs} equivalenti a quelli calcolati per 802.11g con

CSMA e long slot, mentre si hanno in più i seguenti tempi :

$$\begin{aligned}
T_{rts} &= T_{PLCPPreamble} + T_{SIGNAL} + \ldots \\
&\quad + T_{SYM} * \left\lceil \frac{T_{SERVICE} + T_{Tail} + 8 * \mathrm{RTS}}{N_{DBPS}} \right\rceil + T_{S.Ext} \\
&= 16\mu s + 4\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{16b + 6b + 160b}{N_{DBPS}} \right\rceil + 6\mu s \\
&= 26\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{182b}{N_{DBPS}} \right\rceil \\
T_{cts} &= T_{PLCPPreamble} + T_{SIGNAL} + \ldots \\
&\quad + T_{SYM} * \left\lceil \frac{T_{SERVICE} + T_{Tail} + 8 * \mathrm{CTS}}{N_{DBPS}} \right\rceil + T_{S.Ext} \\
&= 16\mu s + 4\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{16b + 6b + 112b}{N_{DBPS}} \right\rceil + 6\mu s \\
&= 26\mu s + 4\mu s * \left\lceil \frac{134b}{N_{DBPS}} \right\rceil
\end{aligned}$$

dove :

- RTS : dimensione in byte del frame RTS.
- CTS : dimensione in byte del frame CTS.
- N_{DBPS} : numero di bit trasmessi per simbolo, come si può vedere dalla tabella 2.30 a pagina 64.

La figura 7.28 a pagina 135 mostra in funzione della NL-PDU e della velocità il throughput generato da 802.11g alle varie velocità considerando l'utilizzo di RTS/CTS e slot time lungo. Si può notare l'andamento a scalini causato dall'arrotondamento all'intero superiore nel calcolo del numero di simboli da trasmettere.

7.2.2.5 T.M.T. : 802.11g RTS/CTS short slot

Consideriamo ora 802.11g con RTS/CTS e slot time corto pari a $9\mu s$. I parametri per il calcolo delle 7.1 e 7.2 a pagina 110 sono, per quanto riguarda T_{rts} e T_{cts}, quelli calcolati per 802.11g con RTS/CTS e slot time lungo, mentre T_{data} e T_{ack} risultano qualli calcolati per 802.11g con CSMA e slot time corto.
Il throughput massimo teorico di 802.11g con RTS/CTS e short slot lo si può vedere in figura 7.29 a pagina 135. Si può notare l'andamento a scalini causato dall'arrotondamento all'intero superiore nel calcolo del numero di simboli da trasmettere.

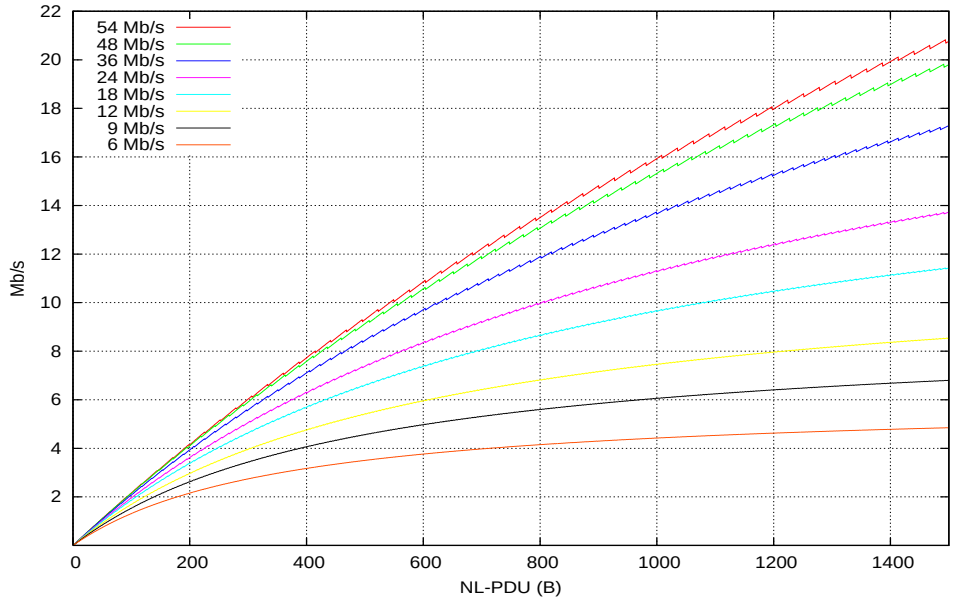

Figura 7.28: Throughput massimo teorico di 802.11g con slot time lungo e RTS/CTS in funzione della NL-PDU e della velocità.

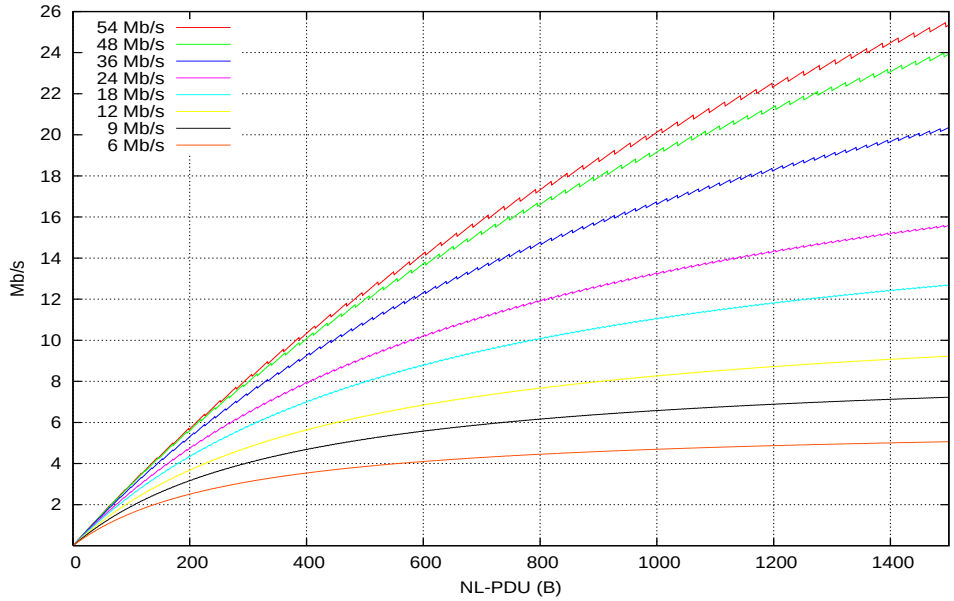

Figura 7.29: Throughput massimo teorico di 802.11g con slot time corto e RTS/CTS in funzione della velocità e della NL-PDU.

7.2.2.6 T.M.T. : 802.11g RTS/CTS : short slot VS long slot

In questa sezione verrà analizzata l'influenza della lunghezza dello slot time con la politica di accesso al mezzo RTS/CTS in 802.11g. L'analisi che verrà effettuata ha il fine di valutare l'influenza dello slot time con la politica di accesso al mezzo RTS/CTS allo scopo di massimizzare throughput ed efficienza di banda.
Consideriamo la differenza percentuale fra i throughput generati attreverso l'utilizzo del short e del long slot :

$$\Delta_{802.11g}^{RTS/CTS}\Big|_{slot_time}(\%) = \frac{\mathrm{TMT}_{802.11g}^{RTS/CTS}\Big|_{short_slot} - \mathrm{TMT}_{802.11g}^{RTS/CTS}\Big|_{long_slot}}{\mathrm{TMT}_{802.11g}^{RTS/CTS}\Big|_{long_slot}} * 100$$

In figura 7.30 a pagina 137 si ha il $\Delta_{802.11g}^{RTS/CTS}\Big|_{slot_time}(\%)$ da cui si può notare, come la scelta della lunghezza dello slot, influisca sulla velocità pari a 54Mb/s, per un incremento percentuale comunque superiore al 20%.
Definiamo efficienza di banda percentuale la quantità:

$$\epsilon = \frac{T.M.T.}{R} * 100$$

Consideriamo le efficienze di banda valutate per lo slot time lungo e per quello corto come si può vedere dalla 7.31 a pagina 137 e dalla 7.32 a pagina 137.
Consideriamo infine, la differenza fra le efficienze di banda per valutare l'influenza della scelta dello slot time sull'efficienza di banda. La figura 7.33 a pagina 137 mostra come l'influenza dello slot time nell'efficienza di banda sia comunque inferiore al 9%.

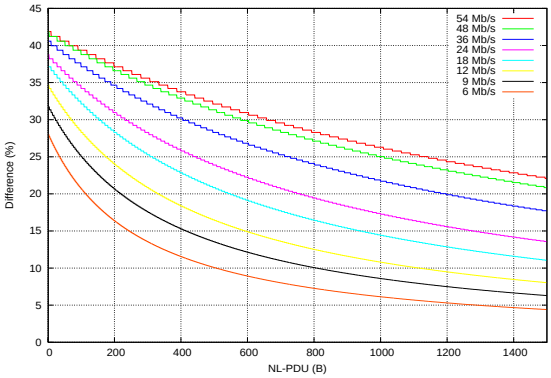

Figura 7.30

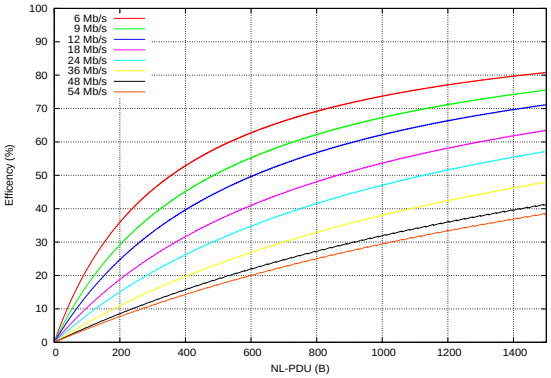

Figura 7.31

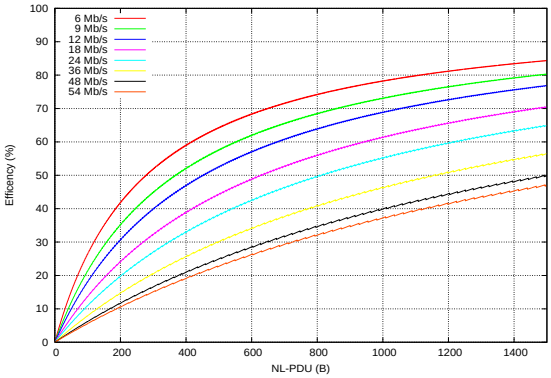

Figura 7.32

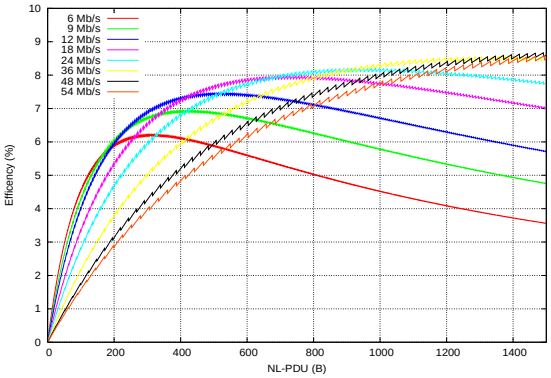

Figura 7.33

- Figura 7.30 : Differenza percentuale fra i throughput generati con l'utilizzo dei due diversi slot time da 802.11g con RTS/CTS.
- Figura 7.31 : Efficienza di banda con l'utilizzo di 802.11g con RTS/CTS e slot time lungo.
- Figura 7.32 : Efficienza di banda con l'utilizzo di 802.11g con RTS/CTS e slot time corto.
- Figura 7.33 : Differenza fra le efficienze di banda generate attraverso la scelta dello slot time con l'utilizzo di 802.11g e RTS/CTS.

δ	CSMA		RTS/CTS	
velocità	Long Slot	Short Slot	Long Slot	Short Slot
6Mb/s	286μs	181.5μs	414μs	309.5μs
9Mb/s	278μs	173.5μs	390μs	285.5μs
12Mb/s	274μs	169.5μs	374μs	269.5μs
18Mb/s	270μs	165.5μs	362μs	257.5μs
24Mb/s	270μs	165.5μs	358μs	253.5μs
36Mb/s	266μs	161.5μs	350μs	245.5μs
48Mb/s	266μs	161.5μs	346μs	241.5μs
54Mb/s	266μs	161.5μs	346μs	241.5μs

Tabella 7.2: Overhead introdotto dalle scelte possibili in 802.11g

7.2.2.7 T.M.T. : 802.11g Conclusioni

Consideriamo la formula per il calcolo del throughput con 802.11g :

$$TMT_{802.11b} = \frac{8 * \text{NL-PDU}}{4\mu s \left\lceil \frac{8*\text{NL-PDU}+310b}{N_{DBPS}} \right\rceil + \delta}$$

dove:

- NL-PDU : dimensione in bit del payload utile
- N_{DBPS} : numero di bit codificati per simbolo, come si può vedere dalla tabella 2.30 a pagina 64.
- δ : riassume tutti gli overhead.

La tabella 7.2 a pagina 138 permette di ricavare il δ in funzione delle scelte effettuate: L'analisi che segue prende in considerazione l'influenza della politica di accesso al mezzo nel 802.11g, a parità di slot time, al fine di valutarne le differenze per quanto riguarda il throughput e l'efficienza di banda.
Consideriamo la seguente quantità:

$$\Delta^{slot}_{802.11g}\Big|_{schema}(\%) = \frac{\text{TMT}^{slot}_{802.11g}\Big|_{CSMA} - \text{TMT}^{slot}_{802.11g}\Big|_{RTS/CTS}}{\text{TMT}^{slot}_{802.11g}\Big|_{RTS/CTS}} * 100$$

pari all'incremento percentuale di throughput che si rileva passando dalla politica di accesso al mezzo RTS/CTS a CSMA fissato un tipo di slot.
La figura 7.34 a pagina 139 mostra il $\Delta^{long_slot}_{802.11g}\Big|_{schema}(\%)$.

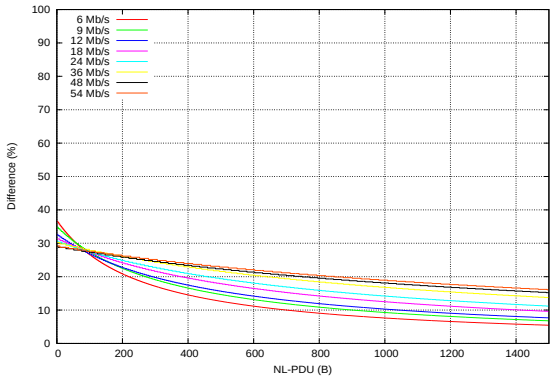

Figura 7.34

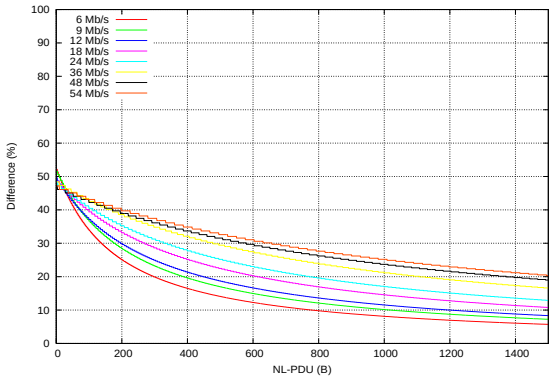

Figura 7.35

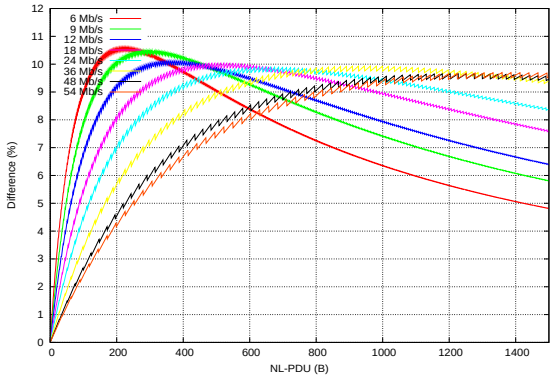

Figura 7.36

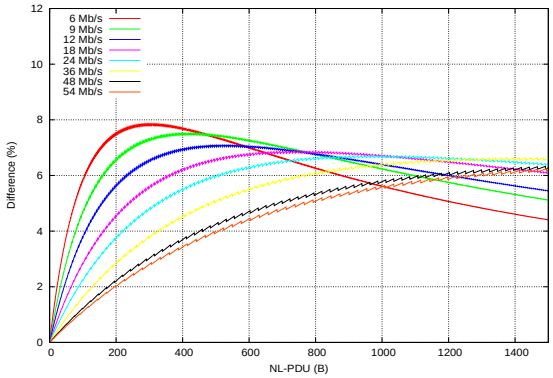

Figura 7.37

- Figura 7.34 : Differenza percentuale di throughput fra CSMA e RTS/CTS con 802.11g e slot time lungo.
- Figura 7.35 : Differenza percentuale di throughput fra CSMA e RTS/CTS con 802.11g e slot time corto.
- Figura 7.37 : Differenza fra le efficienze di banda con 802.11g fra CSMA e RTS/CTS, considerando lo slot time lungo.
- Figura 7.36 : Differenza fra le efficienze di banda con 802.11g fra CSMA e RTS/CTS, considerando lo slot time corto.

Come si può notare l'incremento percentuale di throughput per NL-PDU pari a 1500B è comunque inferiore al 20% indipendentemente dalla velocità. La figura

7.35 a pagina 139 mostra il $\Delta_{802.11g}^{short_slot}\Big|_{schema}$ (%). Notiamo anche in questo caso un incremento percentuale di throughput per NL-PDU pari a 1500B comunque inferiore al 20%, anche se rispetto al caso precedente si ha una maggiore dipendenza dalla dimensione della NL-PDU.
Definiamo efficienza di banda percentuale la quantità:

$$\epsilon = \frac{T.M.T.}{R} * 100$$

Consideriamo la differenza fra le efficienze di banda generate da CSMA e RTS/CTS prima con lo slot time lungo e successivamente con quello corto. La figura 7.36 a pagina 139 mostra le efficienze di banda considerando lo slot time lungo. Come si può notare l'incremento di efficienza di banda passando da RTS/CTS a CSMA è comunque inferiore al 8% nel caso di 802.11g con slot time lungo. La figura 7.37 a pagina 139 mostra le efficienze di banda considerando lo slot time corto. Utilizzando lo slot time corto l'incremento di efficienza di banda rimane comunque inferiore all'11%.

7.2.3 802.11b e 802.11g a confronto

Gli standard 802.11b e 802.11g differiscono sia per le velocità che mettono a disposizione, sia per gli schemi di modulazione che adottano.
Risulta interessante confrontare le prestazioni in termini di throughput e di efficienza di banda che gli standard generano alle velocità simili quali 6Mb/s per 802.11g e 5.5Mb/s per 802.11b, ma anche 12Mb/s per 802.11g e 11Mb/s per 802.11b.
Per ogni velocità potremmo considerare 4 diversi throughput ed altrettante efficienze di banda, si hanno infatti, sia due diverse politiche di accesso al mezzo per entrambi gli standard, sia la scelta della lunghezza del preambolo per 802.11b e della lunghezza dello slot time per 802.11g.
Per poter eseguire un confronto fra 802.11b e 802.11g consideriamo, per ciascuna velocità, la prestazione migliore e peggiore fra tutte le possibili combinazioni al fine di massimizzare il throughput e l'efficienza di banda.
Per quanto riguarda il throughput, la prestazione migliore di 802.11b la si ha adottando il short preamble e lo schema di accesso al mezzo CSMA. La prestazione peggiore la si ha invece considerando RTS/CTS ed il long preamble. Lo standard 802.11g, analogamente, genera la prestazione migliore con CSMA e short slot mentre si ha la prestazione peggiore con RTS/CTS e long slot. La figura 7.38 a pagina 142 mostra gli andamenti descritti precedentemente considerando le velocità pari a 11Mb/s per 802.11b e 12Mb/s per 802.11g mentre la 7.39 a pagina 142 prende in considerazione 5.5Mb/s per 802.11b e 6Mb/s per 802.11g .
Come si può notare, ai fini del throughput, 802.11g risulta avere prestazioni migliori in entrambi i casi.
Definiamo efficienza di banda percentuale la quantità :

$$\epsilon = \frac{T.M.T.}{R} * 100$$

Per quanto riguarda l'efficienza di banda consideriamo, come nel caso precedente, entrambe le coppie di velocità si ha così la 7.40 a pagina 142 per le velocità pari a 11Mb/s e 12Mb/s mentre la 7.41 a pagina 142 per le velocità pari a 5.5Mb/s e 6Mb/s.
Anche per quanto riguarda l'efficienza di banda, 802.11g, risulta avere prestazioni decisamente superiori a 802.11b.

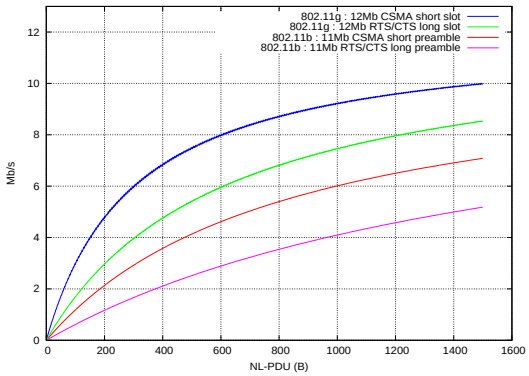

Figura 7.38

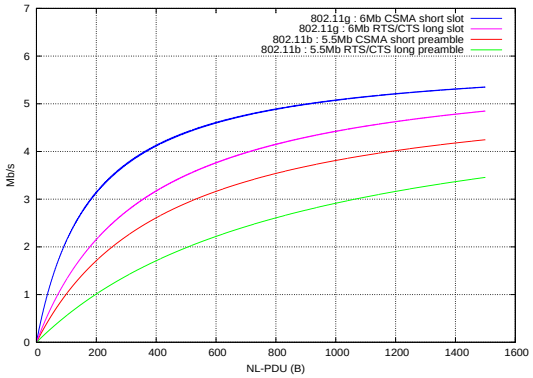

Figura 7.39

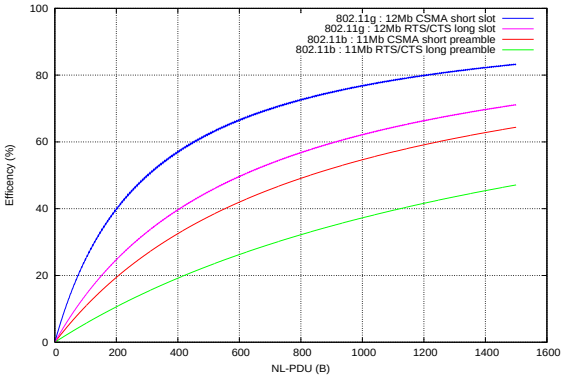

Figura 7.40

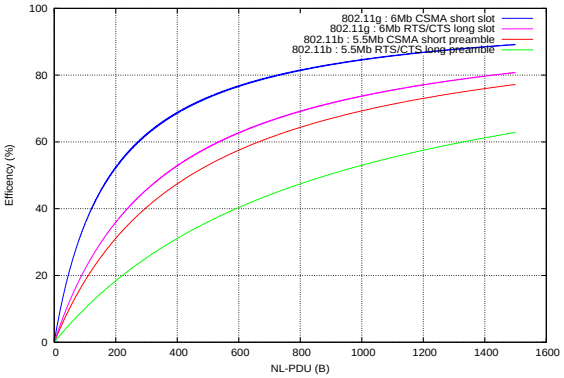

Figura 7.41

- Figura 7.38 : Throughput di 802.11b (11Mb/s) e 802.11g (12Mb/s) a confronto, considerando la prestazione migliore e peggiore per ciascuna velocità.
- Figura 7.39 : Throughput di 802.11b (5.5Mb/s) e 802.11g (6Mb/s) a confronto, considerando la prestazione migliore e peggiore per ciascuna velocità.
- Figura 7.40 : Efficienza di banda di 802.11b (5.5Mb/s) e 802.11g (6Mb/s) a confronto, considerando la prestazione migliore e peggiore per ciascuna velocità.
- Figura 7.41 : Efficienza di banda di 802.11b (5.5Mb/s) e 802.11g (6Mb/s) a confronto, considerando la prestazione migliore e peggiore per ciascuna velocità.

7.3 Prove sperimentali

Le prove sperimentali riguardanti il throughput massimo raggiungibile sono state svolte utilizzando 802.11b con e senza lo schema di accesso al mezzo RTS/CTS.
La configurazione delle schede adottata durante le misure era la seguente :

1. Mode : Ad hoc
2. Bit Rate : Velocità presa in considerazione nella misura
3. Channel : 1
4. Retry limit : 0
   Le prove affette da frame loss venivano scartate.
5. RTS thr : Nelle misure in cui veniva preso in considerazione lo schema di accesso al mezzo RTS/CTS , la soglia è stata posta a 0B.
6. Fragment thr : off
7. Encryption key : off
8. Power Management : off

Il software utilizzato è quello descritto nel capitolo 3.2 a pagina 68.
Il tempo di intertrasmissione dei frame è stato fissato a 1ms, mentre il numero di frame trasmessi è stato fissato a 1000 per ciascuna misura. Questi parametri sono stati scelti come compromesso fra il corretto funzionamento del trasmettitore ed il massimo utilizzo possibile del canale. Un tempo di intertrasmissione troppo breve, infatti, rende il trasmettitore instabile in quanto non si da tempo di funzionare ai processi concorrenti presenti all'interno del calcolatore.
Le prove sul throughput sono state eseguite variando la dimensione del frame da 10B a 1500B ogni 100B andando a considerare 20 prove per ciascuna dimensione del frame. Per ciascun gruppo di prove alla medesiam dimensione di NL-PDU, è stata considerata quella che ha dato il throughput maggiore e rispetto ad essa è stato calcolato l'errore relativo percentuale rispetto al T.M.T.. Le prove che hanno dato un throughput maggiore di quello teorico non sono state considerate a tal fine, in quanto si presume che vi sia stato un ritardo non previsto nella rilevazione del tempo. È stata anche calcolata la funzione di densità di probabilità associata all'errore relativo percentuale di tutte le prove effettuate.
Le figure 7.42, 7.43, 7.44, 7.45, 7.46, 7.47, 7.48, e 7.49 nelle pagine seguenti mostrano i throughput reali rilevati durante le misure. Le figure mostrano nella parte alta il throughput massimo teorico, rappresentato dalla linea rossa, e le prove eseguite, rappresentate ciascuna da una crocetta blu, per un totale di 20 prove per ciascuna

dimensione della NL-PDU, partendo da 100B fino a 1500B. Nella parte bassa della figura compare l'errore relativo percentuale associato alla misura che ha dato la prestazione migliore fra le 20 effettuate. Nel riquadro, nella parte alta della figura, compare la P.D.F. associata all'errore relativo percentuale rilevato in ciascuna misura.

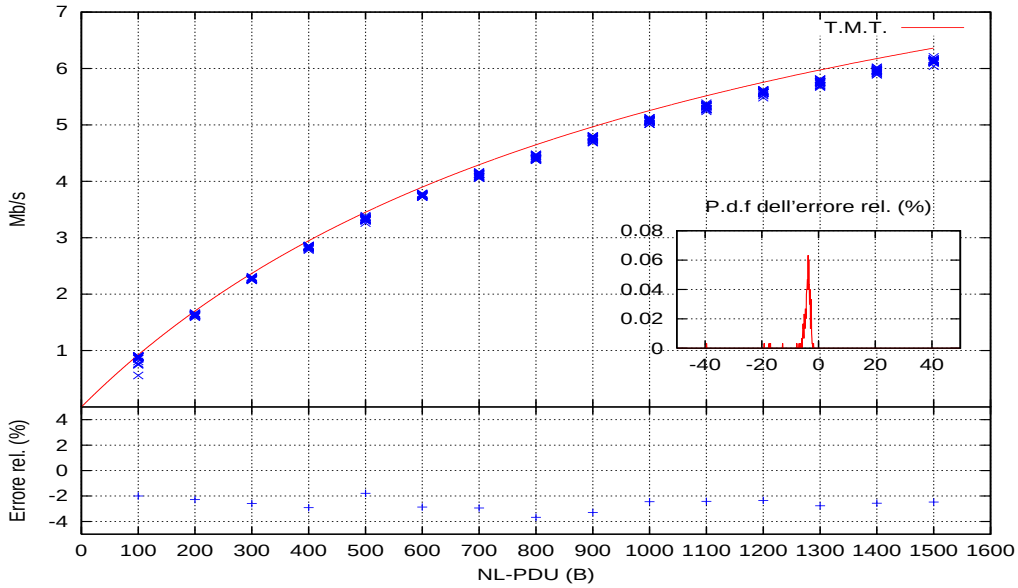

Figura 7.42: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 11Mb/s.

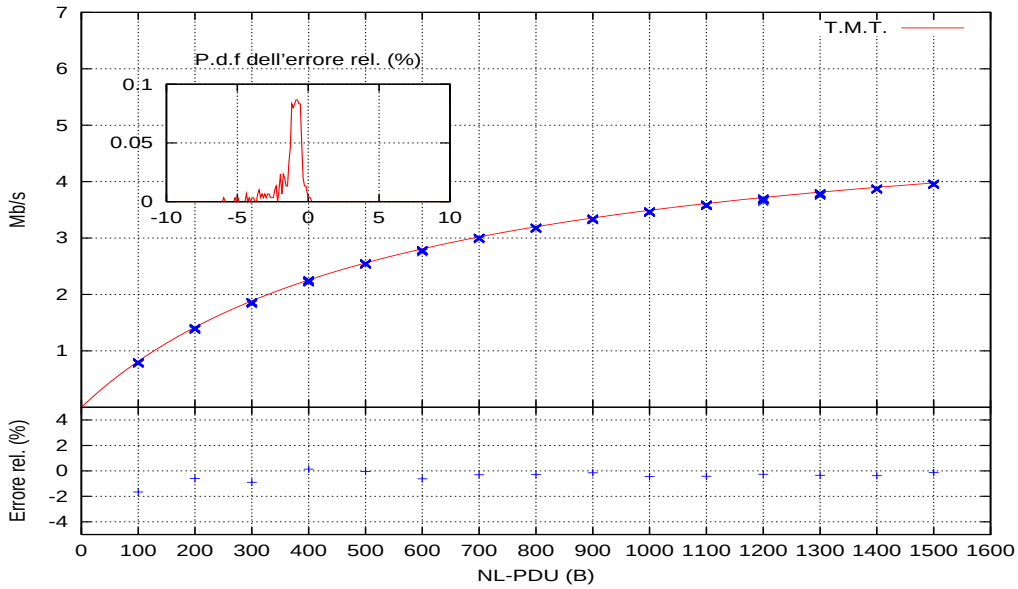

Figura 7.43: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 5.5Mb/s.

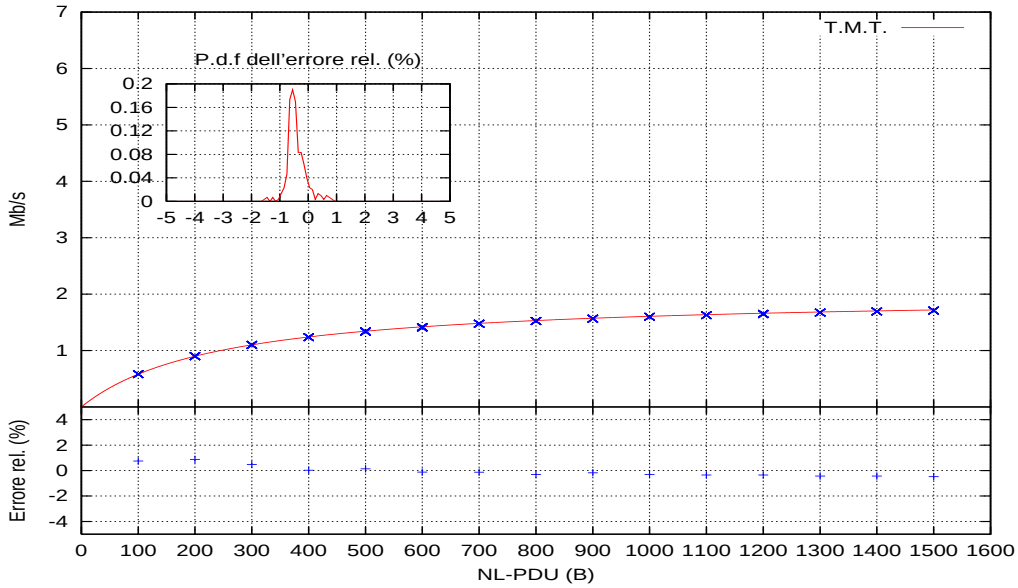

Figura 7.44: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 2Mb/s.

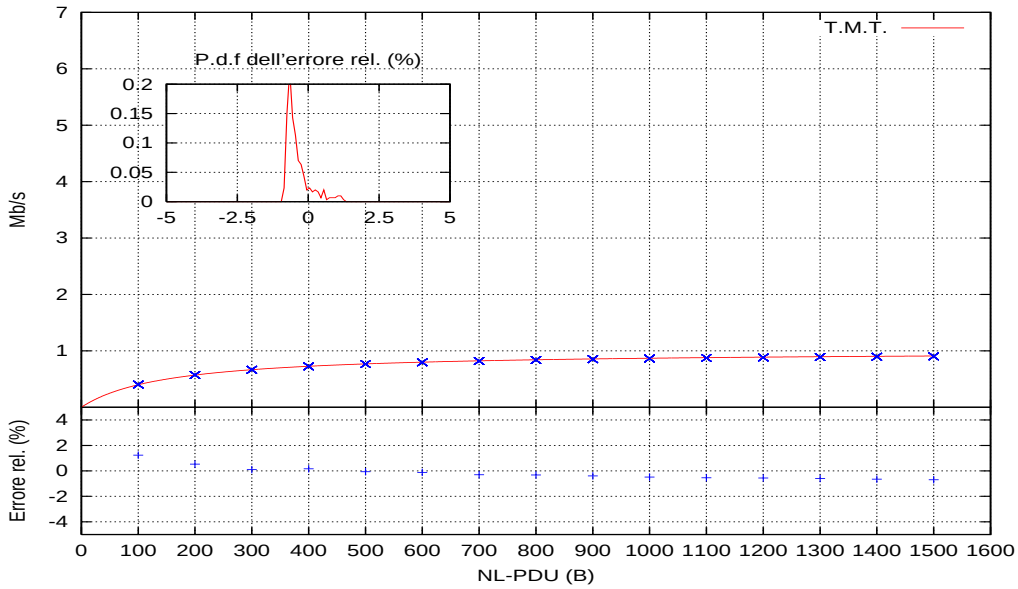

Figura 7.45: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 1Mb/s.

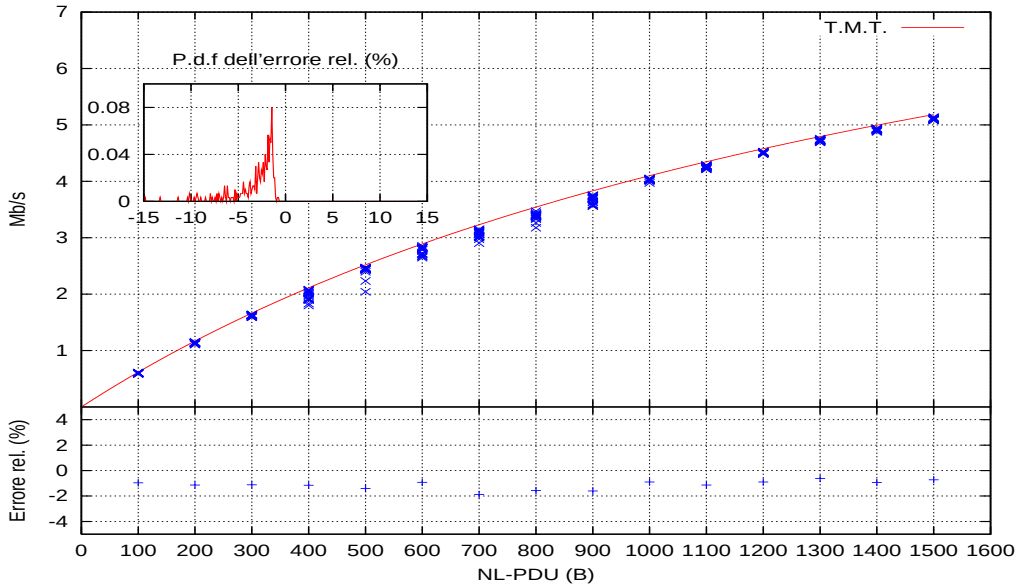

Figura 7.46: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 11Mb/s con RTS/CTS.

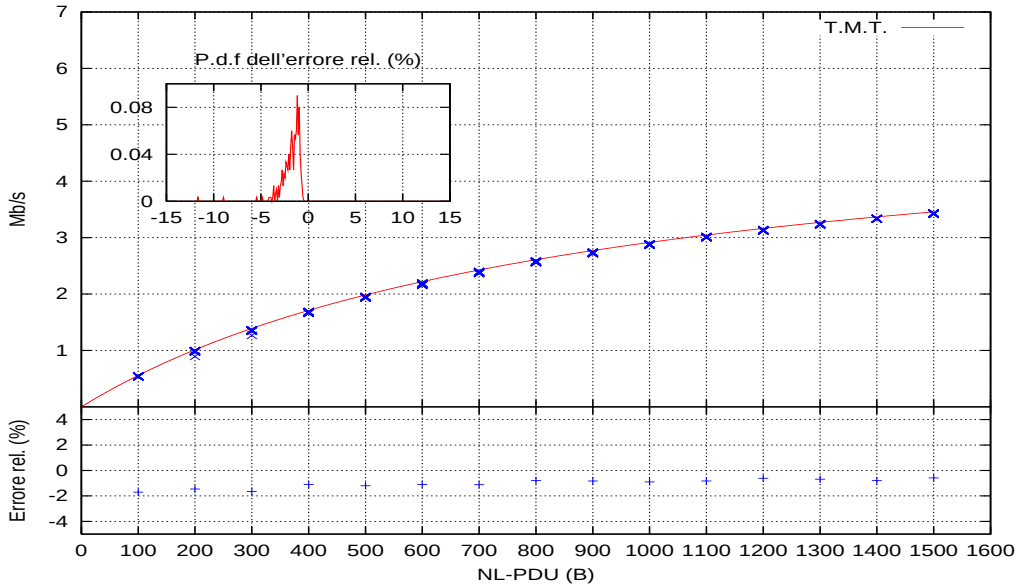

Figura 7.47: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 5.5Mb/s con RTS/CTS.

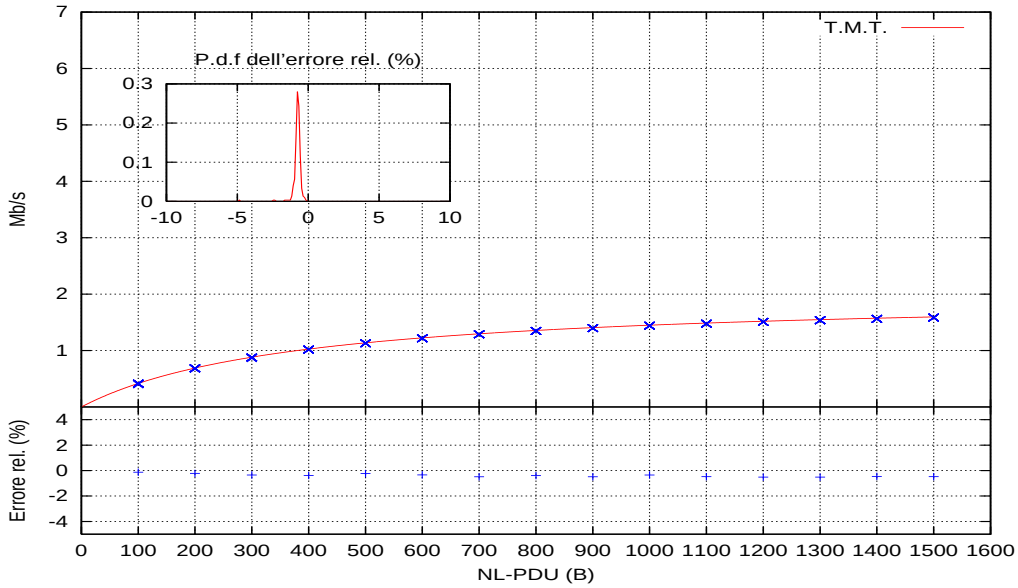

Figura 7.48: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 2Mb/s con RTS/CTS.

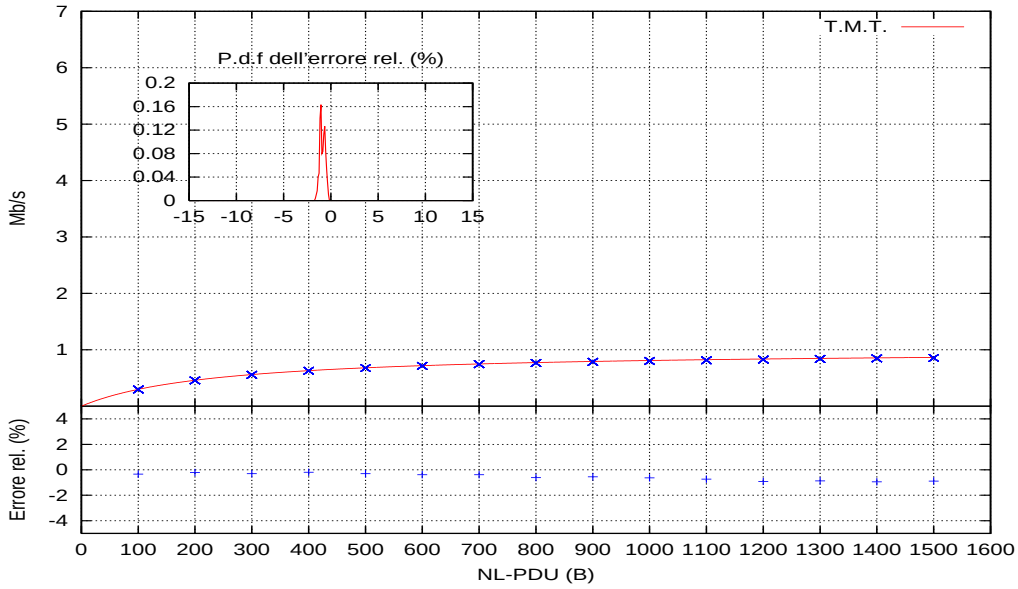

Figura 7.49: Throughput rilevato utilizzando CSMA alla velocità di 1Mb/s con RTS/CTS.

Capitolo 8

Misure in ambiente esterno

8.1 Introduzione

Il canale wireless più semplice a cui si possa pensare è rappresentato dal *free space* ovvero dallo spazio libero. In un tale ambiente, la propagazione del segnale risente solo dell'attenuazione dovuta al cammino dal trasmettitore al ricevitore, di conseguenza, la potenza del segnale ricevuto risulta essere solo funzione della distanza e le perdite di frame si manifestano alla distanza per cui la potenza del segnale trasmesso scende sotto la soglia di sensibilità del ricevitore.
Un canale le cui caratteristiche siano approssimabili a quelle del *free space* risulta molto difficile da individuare a meno di non posizionare trasmettitore e ricevitore ad un'altezza molto grande rispetto alla distanza che li separa.
Il posizionamento della rete ad hoc a livello del suolo, per quanto libero da ostacoli, deve tenere conto, di conseguenza, dell'interferenza introdotta dalla superficie terrestre. Tale interferenza, in prima approssimazione, può essere considerata attraverso la semplice riflessione del segnale trasmesso che causa al ricevitore la sovrapposizione di due segnali, quello diretto lungo la linea di vista e quello riflesso dal terreno. Questo scenario può essere caratterizzato dal punto di vista teorico attraverso il modello a due raggi, che tiene conto, al fine di valutare l'interferenza al ricevitore, sia del coefficiente di riflessione del terreno sia della differenza di cammino che raggio diretto e riflesso sperimentano.

L'ambiente da noi preso in considerazione per le misure era un campo; questa scelta è stata fatta per minimizzare qualunque influenza esterna nella misura, e avere uno scenario molto semplice da descrivere. All'interno del campo è stata scelta una zona il cui terreno fosse per quanto più possibile liscio, ovvero privo sia di protuberanze sia di vegetazione.
Le misure da noi effettuate avevano lo scopo di caratterizzare sia le perdite sia il

signal level, ovvero l'indice della potenza ricevuta, assegnato ad ogni frame ricevuto con successo. Le statistiche sulle perdite e sul *signal level* sono state effettuate in funzione della distanza, mantenendo fissa sia l'altezza di trasmettitore e ricevitore sia l'orientamento.

8.2 Metodologia di misura e di analisi

Le misure da noi effettuate presentavano le seguenti caratteristiche:

1. Distanza : una misura per ciascuna distanza, da 1m a 375m.
2. Orientamento : diretto, le schede sono state orientate lungo la *line of sight* (LOS) che separa trasmettitore e ricevitore.
3. Altezza : trasmettitore e ricevitore sono stati posti ad una altezza dal suolo pari a 0.9m, l'altezza è rimasta costante per tutte le misure entro piccole variazioni dovute al terreno.

Ciascuna misura presentava le seguenti caratteristiche di trasmissione:

1. Modalità : Ad hoc
2. Canale : 1
3. Velocità : Le misure sono state effettuate a tutte le velocità consentite da 802.11b ovvero 1, 2, 5.5, 11Mb/s.
4. Retry : 0.
5. RTS threshold : off
6. Tempo di trasmissione dei frame : un frame ogni 0.005s, per quelli trasmessi alle velocità pari a 11, 5.5, 2 Mb/s e 0.01s per i frame trasmessi a 1Mb/s.
7. Numero dei frame trasmessi : 200000
8. Dimensione del frame : 1000B.

I dati a nostra disposizione erano costituiti dalla traccia rilasciata dal ricevitore di cui si può vedere un esempio in figura 3.3. Da tale traccia abbiamo estratto due tipi di statistiche, la prima riguardante le perdite in funzione della distanza e della velocità di trasmissione, la seconda riguardante l'indice di potenza associato a ciascun frame, sempre in funzione della distanza e della velocità.
La statistica riguardante le perdite è stata effettuata osservando la sola ricezione o

meno del frame, ovvero considerando la colonna 7 della traccia in figura 3.3. Per quanto riguarda l'indice di potenza del segnale abbiamo invece considerato la colonna 5 della figura 3.3. In entrambi i casi si aveva a disposizione un vettore di 200000 elementi, pari al numero di frame trasmessi.

8.2.1 Metodologia di analisi per le perdite

La statistica sulle perdite è stata effettuata considerando un vettore del tipo:

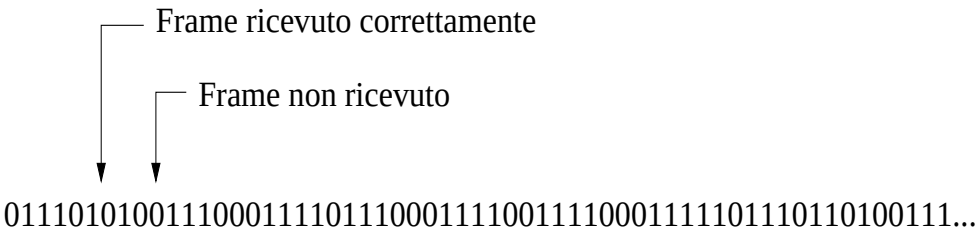

Figura 8.1: Esempio di traccia.

Ciascun carattere individua attraverso un 1 la ricezione del frame mentre attraverso uno 0 la perdita di un frame. Tale traccia è stata caratterizzata su intervalli disgiunti attraverso il valor medio. Si è considerato un'ampiezza di intervallo pari a 200 frame, su cui si è valutato il valor medio delle perdite. Il vettore così ottenuto, della dimensione di $\frac{200000}{200} = 1000$ elementi o valori medi, è stato analizzato attraverso la funzione di densità di probabilità (PDF). Un esempio di tale andamento lo si può vedere nella figura seguente :

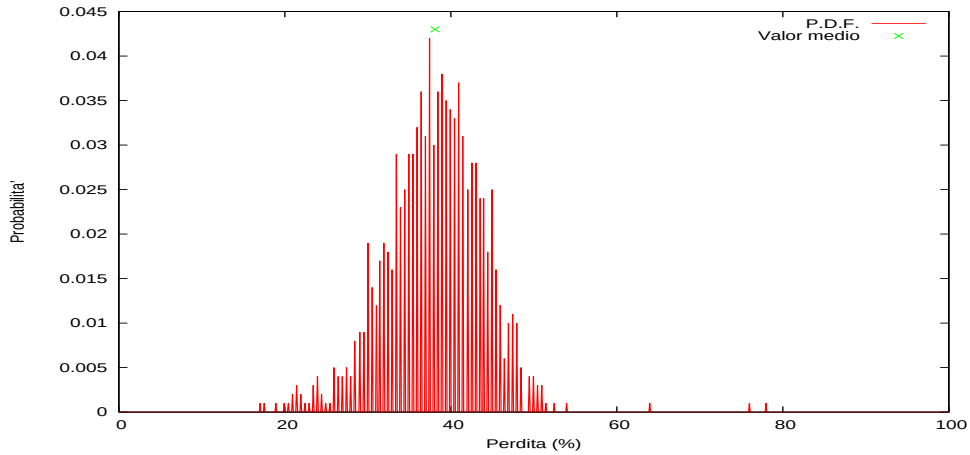

Figura 8.2: PDF associata alle perdite di una generica misura.

La figura mostra l'andamento della PDF in funzione della percentuale di perdita. Ogni punto rappresenta la probabilità che si verifichi per un dato intervallo di tempo (200 frame $\simeq$ 1s) una percentuale di perdita pari all'ascissa del punto stesso.
Un'analisi di questo tipo permette di valutare quanto il valor medio della perdita sia una statistica attendibile per la misura presa in considerazione. Ad esempio, nella figura precedente notiamo che per ottenere una perdita media percentuale pari al 38% si sono verificati durante la misura periodi in cui le perdite variavano dal 20 al 50% con probabilità più basse sugli estremi, sono infatti presenti campioni poco probabili che testimoniano il verificarsi di intervalli di perdita per valori anche superiori al 70%. E' necessaria quindi, una stima dell'ampiezza della disperione nell'intorno del valor medio. La figura seguente mostra il criterio adottato per la valutazione dell'intervallo di perdita associato ad una PDF.

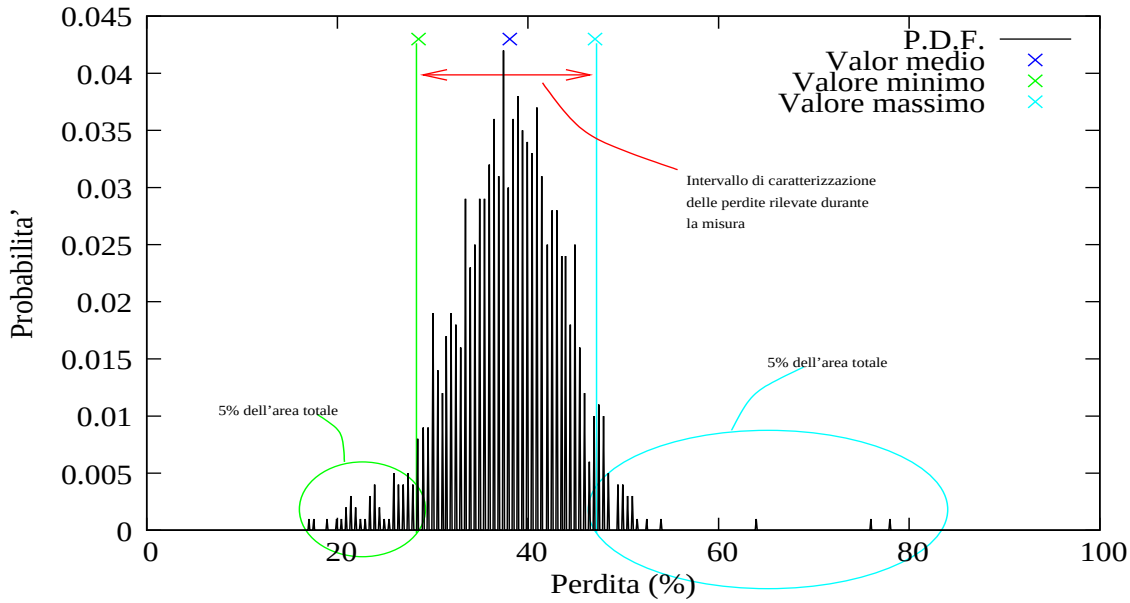

Figura 8.3: Criterio di calcolo per l'intervallo di perdita associato ad una misura.

Prendiamo in considerazione la zona appartenente al cerchio verde, ovvero l'area sottesa dai campioni caratterizzati da perdite a percentuale minore, il minimo dell'intervallo sarà individuato dall'ascissa per cui l'area è pari al 5%. Il cerchio celeste individua invece gli intervalli caratterizzati dalla percentuale di perdita più alta, consideriamo come valore massimo dell'intervallo l'ascissa tale per cui l'area è pari al 5%.

L'analisi delle perdite di ciascuna misura sarà caratterizzata da due elementi: una PDF, che da informazioni sulla globalità della misura circa la probabilità che si

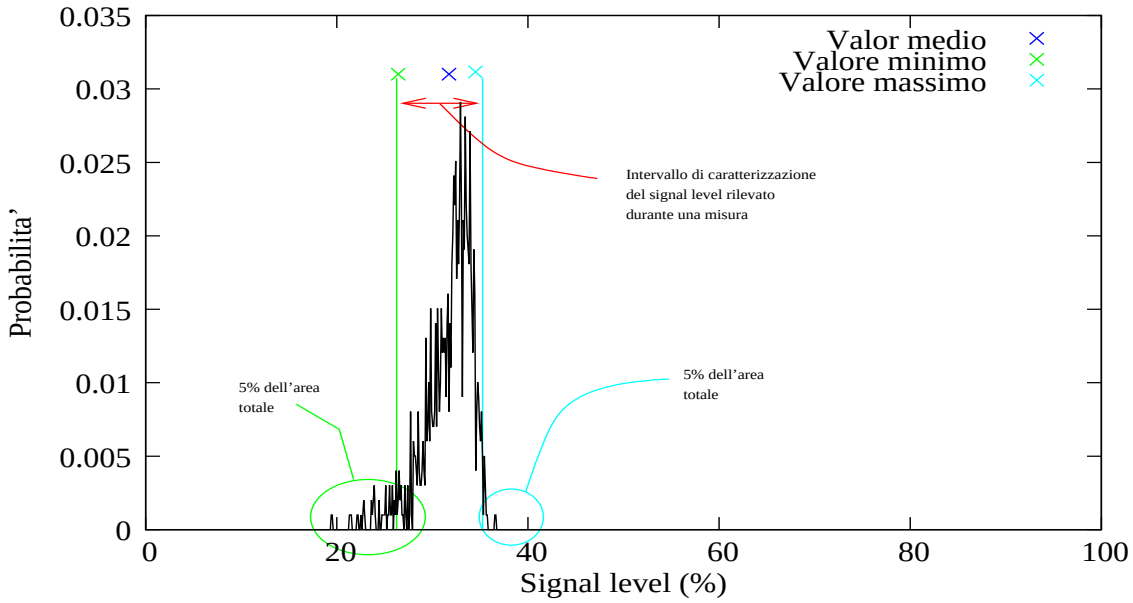

Figura 8.4: Esempio di PDF associata all'analisi del *signal level* durante una misura.

verifichi una certa percentuale di perdita per un dato intervallo di tempo, e da un intervallo di perdita, che descrive il 90% dei frame raccolti attraverso tre valori : il minimo, ottenuto eliminando gli intervalli a minor percentuale di perdita, il medio, pari al valor medio della perdita, ed in fine il massimo, ottenuto eliminando gli intervalli a maggior percentuale di perdita.

8.2.2 Metodologia di analisi per la potenza del segnale ricevuto

L'analisi della potenza del segnale ricevuto è analoga a quella seguita per la valutazione delle perdite. Si parte da un vettore costituito dai vari *signal level* associati dal driver a ciascun frame ricevuto con successo. Tale valore è percentuale e di conseguenza compreso fra 0 e 100, lo si è caratterizzato su intervalli disgiunti attraverso il valor medio e sul vettore ottenuto si è eseguito la funzione di densità di probabilità (PDF).
L'intervallo utilizzato per la valutazione del valor medio è stato di 200 frame, si ottiene in questo modo un vettore costituito da $\frac{200000}{200} = 1000$ elementi, pari ciascuno al valor medio dei *signal level* rilevati su 200 frame ricevuti con successo. Su tale vettore si è calcolata la PDF ottenendo un andamento pari a quello della figura 8.4. La figura 8.4 mostra il calcolo dell'intervallo di caratterizzazione per il *signal level*. Viene considerato come minimo dell'intervallo, il valore dell'ascissa che individua

un campione pari al 5% del totale, caratterizzato dai valori di *signal level* più bassi. Consideriamo come massimo dell'intervallo l'ascissa che individua il 5% dei campioni caratterizzati dal *signal level* più alto.
In definitiva, l'analisi del *signal level* sarà caratterizzata, per ciascuna misura, da due elementi: la PDF, per avere informazioni sulla globalità della misura circa la probabilità di rilevare per un certo periodo di tempo un dato valore del *signal level*, e l'intervallo di caratterizzazione del *signal level*, che sintetizza il 90% della misura attraverso tre valori, il minimo, ottenuto eliminando gli intervalli con *signal level* più basso, il medio, pari al valor medio del *signal level* rilevato su tutta la misura, ed infine il massimo, ottenuto eliminando gli intervalli con *signal level* più alto.

8.3 Analisi delle perdite

In questa sezione vengono riportate le statistiche riguardanti le perdite per le misure a campo aperto. Le misure hanno riguardato tutte le velocità consentite da 802.11b e per ciascuna di esse si è analizzato le perdite di frame in funzione della distanza che separava ricevitore e trasmettitore.

8.3.1 Velocità : 11Mb/s

Iniziamo l'analisi delle perdite dalla velocità pari a 11Mb/s. La figura 8.5 mostra i risultati ottenuti. Ciascuna misura è caratterizzata da una PDF, sulla destra sono state riportate le distanze a cui le misure sono state effettuate, mentre in basso compare la perdita percentuale. Ciascuna PDF esprime la probabilità di rilevare una data percentuale di perdità per un dato intervallo di tempo (circa 1s), alla distanza su cui la curva è stata riportata.
Le misure sono state fatte dalla distanza di 50m fino alla distanza di 300m, in quanto per distanze superiori la trasmissione è risultata estremamente instabile.
Si possono notare 2 zone, la prima fino a 200m, caratterizzata dalla totale assenza di perdite, mentre una seconda zona, dai 200 ai 300m in cui si passa da una perdita del 10% ad una perdita del 90% circa.

8.3.2 Velocità : 5.5Mb/s

Consideriamo l'analisi delle perdite alla velocità di 5.5Mb/s. La figura 8.6 mostra i risultati ottenuti.

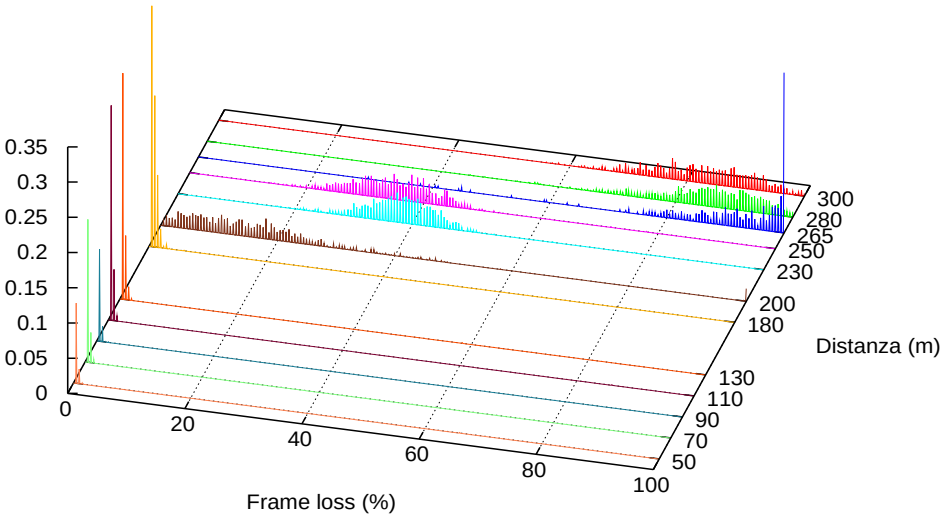

Figura 8.5: Perdite rilevate alla velocità di 11Mb/s in funzione della distanza.

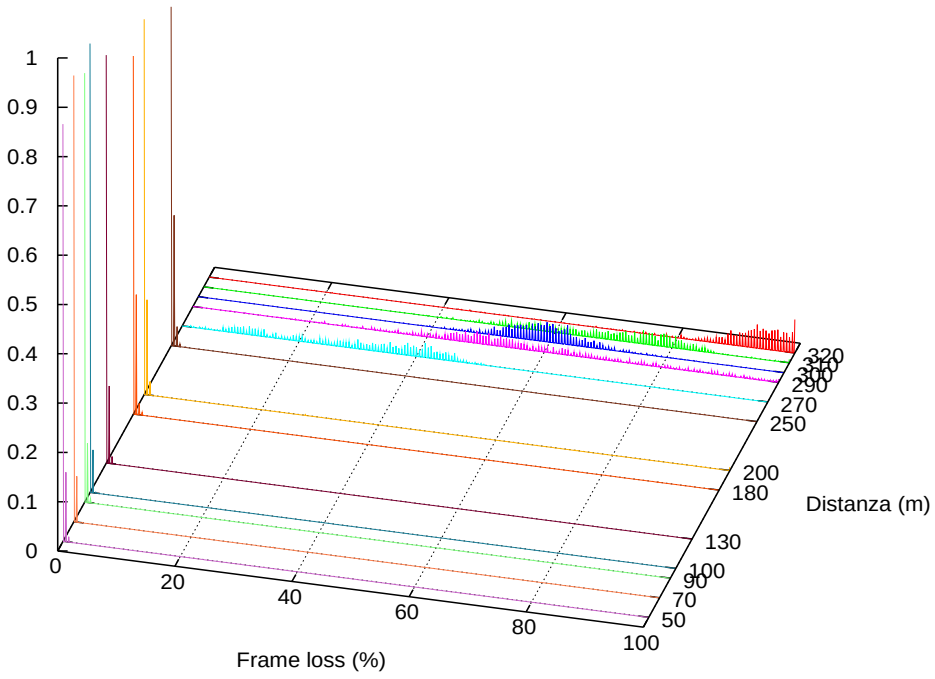

Figura 8.6: Perdite rilevate alla velocità di 5.5Mb/s in funzione della distanza.

Nel lato destro della figura è stata riportata la distanza a cui la misura è stata effettuata mentre in basso è stata riportata la perdita percentuale. Ogni misura è caratterizzata attraverso una PDF associata alle perdite rilevate, ovvero attraverso la probabilità di avere per un dato intervallo di tempo (circa 1s) una certa percentuale di perdita.
Le misure sono state effettuate dalla distanza di 50m fino alla distanza di 320m.
Notiamo la presenza di due zone ben distinte, una prima zona, fino a 250m, in cui non sono state rilevate perdite significative, mentre si ha una seconda zona dai 270m fino ai 320m, in cui la perdita è passata dal 30% al 90% circa.

8.3.3 Velocità : 2Mb/s

Consideriamo ora la velocità pari a 2Mb/s e le relative perdite rilevate. In figura 8.7 si possono osservare i risultati ottenuti.

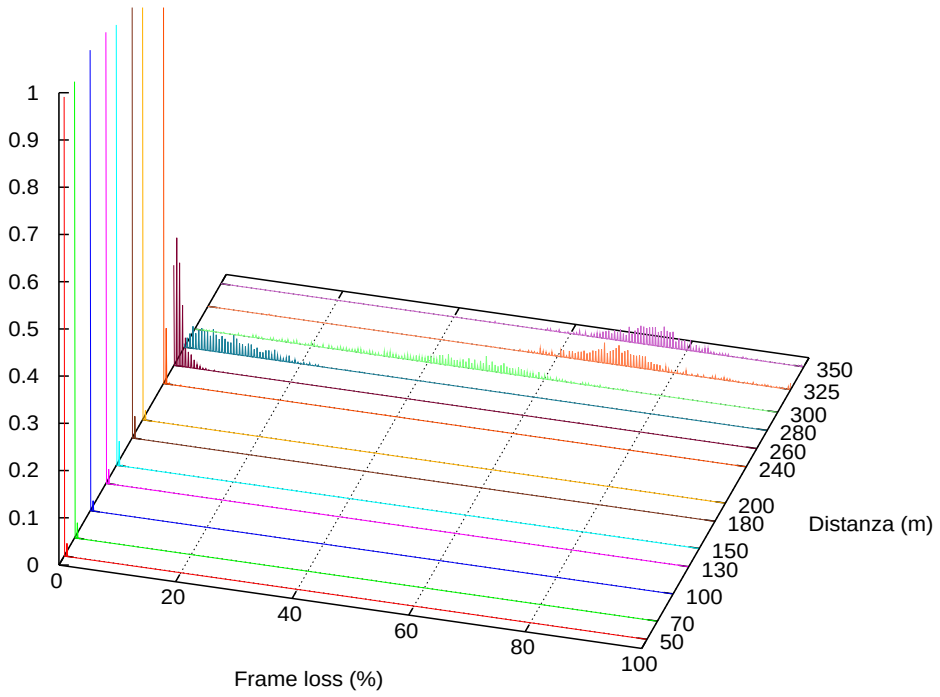

Figura 8.7: Perdite rilevate alla velocità di 2Mb/s in funzione della distanza.

Nella parte bassa della figura è stata riportata la scala associata alla perdita percentuale mentre sul lato destro sono state riportate le distanze che separavano trasmettitore e ricevitore. Per ciascuna misura è stata calcolata la PDF associata

alle perdite, ottenendo la probabilità che si verifichi per un intervallo di tempo pari a circa 1s una data percentuale di perdita.
Le misure sono state effettuate da una distanza di 50m fino alla distanza di 350m.
Si notano due zone: la prima, dalla distanza di 50m fino ai 260m, caratterizzata dalla totale assenza di perdite e una seconda zona, dai 280m fino ai 350m in cui si passa dal 10% al 80% delle perdite.

8.3.4 Velocità : 1Mb/s

Prendiamo ora in considerazione la velocità di 1Mb/s. La figura 8.8 mostra i risultati ottenuti.

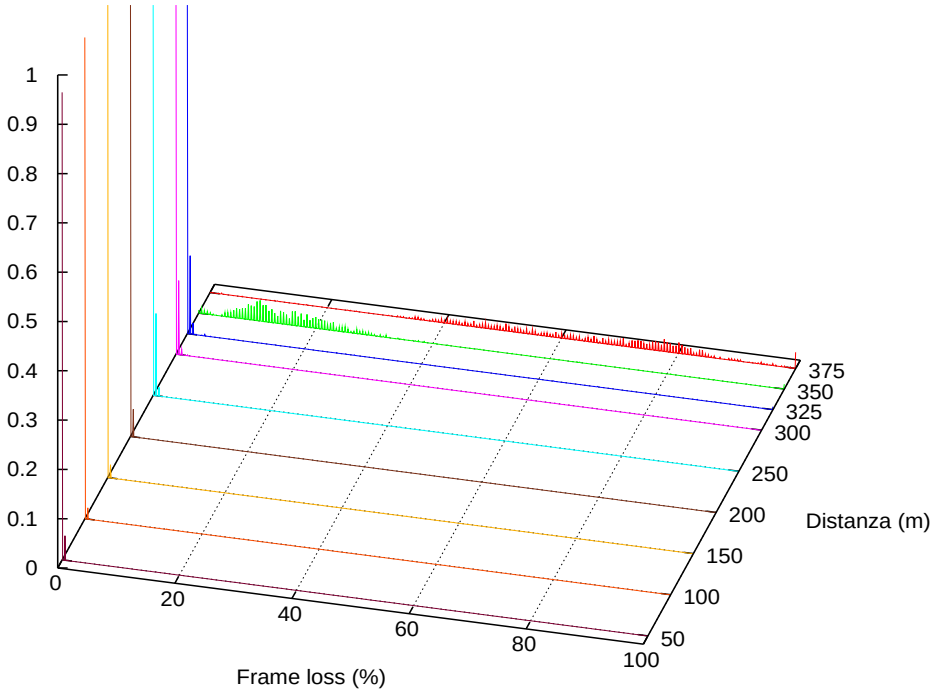

Figura 8.8: Perdite rilevate alla velocità di 1Mb/s in funzione della distanza.

Nella parte bassa della figura è visibile la scala associata alle perdite percentuali mentre sul lato destro si possono osservare le distanze a cui le misure sono state effettuate. È stata riporta la PDF associata alle perdite per ciscuna misura effettuata, in questo modo si ha la probabilità di avere una certa perdita percentuale per un intervallo di tempo di circa 2s.
Le misure sono state fatte dalla distanza di 50m fino alla distanza di 375m.

Notiamo la presenza di due zone distinte, una prima zona per distanze inferiori ai 325m in cui non si sono rilevate perdite significative e una seconda zona, per distanze comprese fra i 350m e i 375m, in cui si è passati da una perdita del 10% ad una del 80%.

8.4 Analisi del *Signal level*

In questa sezione vengono riportate le statistiche associate al *signal level* rilevato per ciascun frame ricevuto correttamente durante le misure effettuate a campo aperto. L'analisi è stata eseguita per ciascuna velocità consentita da 802.11b, riportando la PDF associata all'indice della potenza del segnale ricevuto in funzione della distanza, come riportato nella sezione 8.2.2

8.4.1 Velocità : 11Mb/s

Iniziamo con questa sezione l'analisi della potenza del segnale ricevuto. In figura 8.9 si possono osservare i risultati ottenuti per quanto riguarda la velocità pari a 11Mb/s.

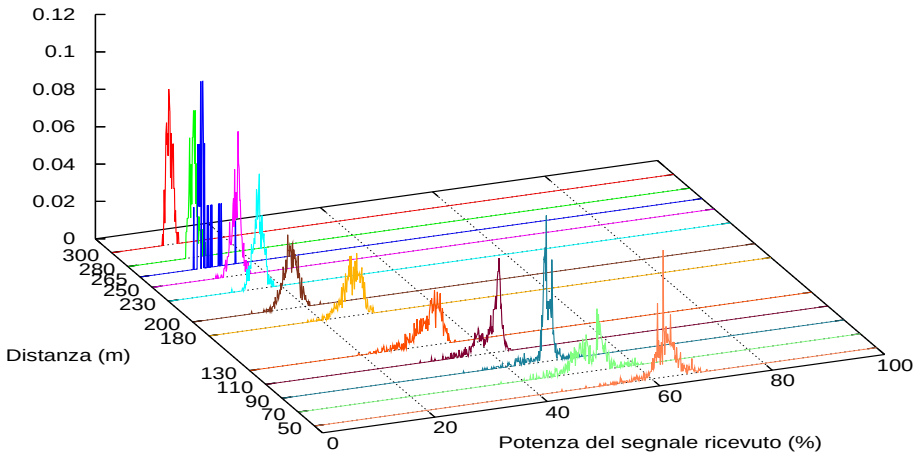

Figura 8.9: PDF associata all'indice della potenza del segnale ricevuto per velocità pari a 11Mb/s in funzione della distanza.

Sulla parte bassa è visibile la scala associata al *signal level* percentuale mentre sulla sinistra sono state riportate le distanze a cui ciascuna misura è stata effettuata.

La PDF, una per ogni misura, esprime la probabilità di rilevare una certa potenza del segnale ricevuto per un periodo di tempo pari a circa 1s.
Il *signal level* ha un andamento decrescente con la distanza, partendo da un valore pari al 65% per una distanza di 50m fino al 15% per una distanza di 200m. Per distanze superiori ai 200m il *signal level* decresce meno rapidamente fino al valore del 10% rilevato a 300m.

8.4.2 Velocità : 5.5Mb/s

Consideriamo l'analisi del *signal level* alla velocità di 5.5Mb/s in funzione della distanza. La figura 8.10 mostra i risultati ottenuti.

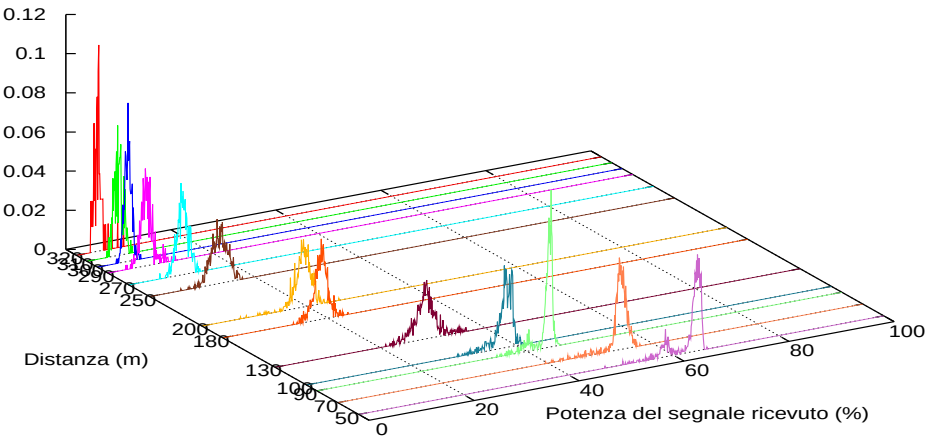

Figura 8.10: PDF associata all'indice della potenza del segnale ricevuto per velocità pari a 5.5Mb/s in funzione della distanza.

Sul lato sinistro della figura sono visibili le distanze a cui sono state fatte le misure mentre in basso è presente la scala che riporta il *signal level* percentuale. Per ogni misura è stata riportata la PDF, in questo modo si ha la probabilità di rilevare un dato valore del *signal level* per un periodo di tempo pari a circa 1s.
La figura mostra un andamento decrescente, dal 60% rilevato a 50m fino al 15% rilevato ai 230m. Per distanze superiori ai 230m il *signal level* decresce meno rapidamente fino al valore del 5% rilevato a 320m.

8.4.3 Velocità : 2Mb/s

Prendiamo in considerazione la velocità di 2Mb/s, in figura 8.11 vengono riportate le statistiche associate ai *signal level* rilevati durante la misura.

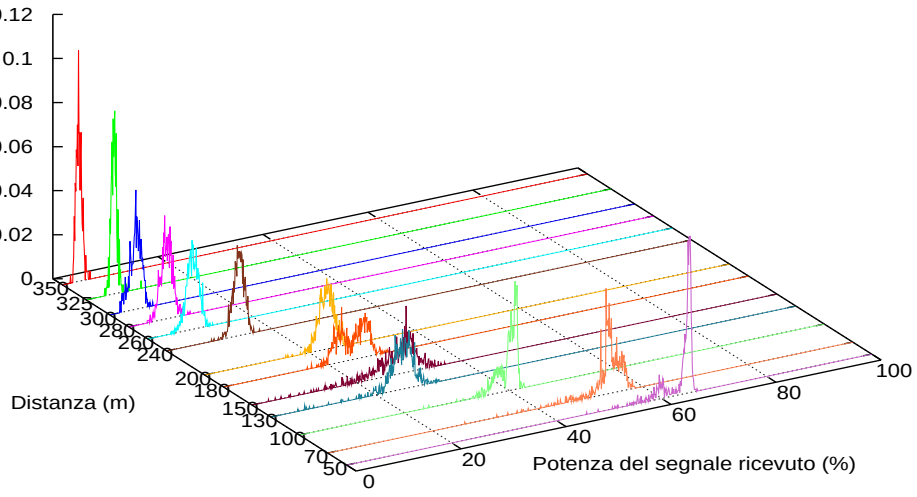

Figura 8.11: PDF associata all'indice della potenza del segnale ricevuto per velocità pari a 2Mb/s in funzione della distanza.

Nella parte bassa della figura è stato riportato il *signal level* percentuale, mentre nella parte sinistra sono state riportate le distanze alle quali sono state fatte le misure. Per ciscuna misura è stata riportata la PDF, ovvero la probabilità di avere un certo valore del *signal level* per un periodo di tempo pari a circa 1s.
La figura mostra un andamento decrescente del *signal level*, partendo dal 65% rilevato a 50m si arriva al 5% rilevato a 300m risultando tale fino alla distanza di 350m.

8.4.4 Velocità : 1Mb/s

Riportiamo ora le statistiche associate al *signal level* rilevato alla velocità di 1Mb/s. La figura 8.12 mostra i risultati ottenuti. Nella parte bassa della figura è stata riportata la scala associata al *signal level* percentuale mentre sul lato sinistro si possono notare le varie distanze a cui le misure sono state fatte. Per ciascuna

misura è stata riportata la PDF ovvero la probabilità di osservare un frame con un *signal level* pari ad un certo valore all'interno di un intervallo di tempo di circa 2s.

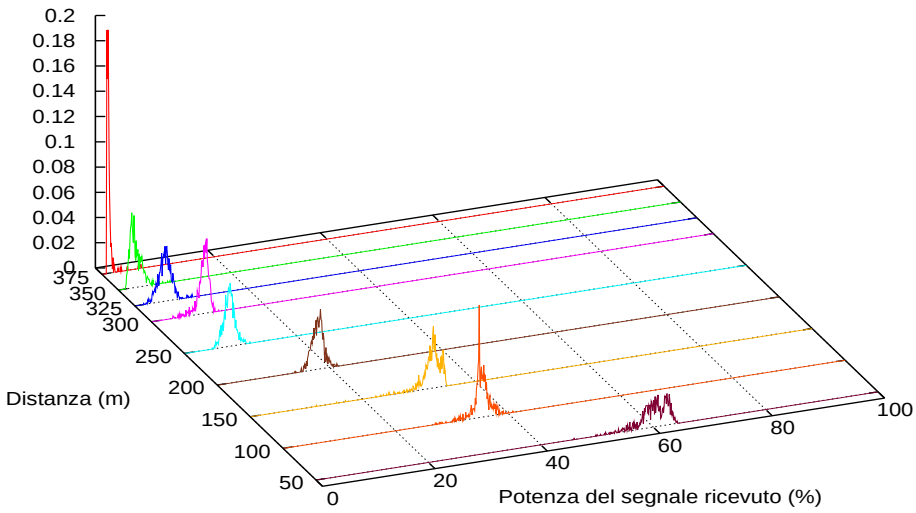

Figura 8.12: PDF associata all'indice della potenza del segnale ricevuto per velocità pari a 1Mb/s in funzione della distanza.

La figura mostra un andamento decrescente partendo dal 60% rilevato a 50m fino a valori inferiori al 5% rilevati alla distanza di 375m.

8.5 Potenza del segnale ricevuto

8.5.1 *Signal level* e velocità

L'analisi effettuata del *signal level* nella sezione 8.4 ha mostrato delle analogie fra le varie velocità, di conseguenza conviene considerare l'ipotesi per cui il valore del *signal level* è indipendente dalla velocità a cui si sta trasmettendo.
Per verificare la precedente ipotesi sono state effettuate delle misure addizionali per distanze comprese fra 1 e 50m per ciascuna delle velocità messe a disposizione da 802.11b.
Consideriamo ora per tutte le misure effettuate l'analisi dell'intervallo di caratterizzazione della PDF associata al *signal level* come riportato nella sezione 8.2.2. I risultati ottenuti sono stati riportati nella figura seguente.

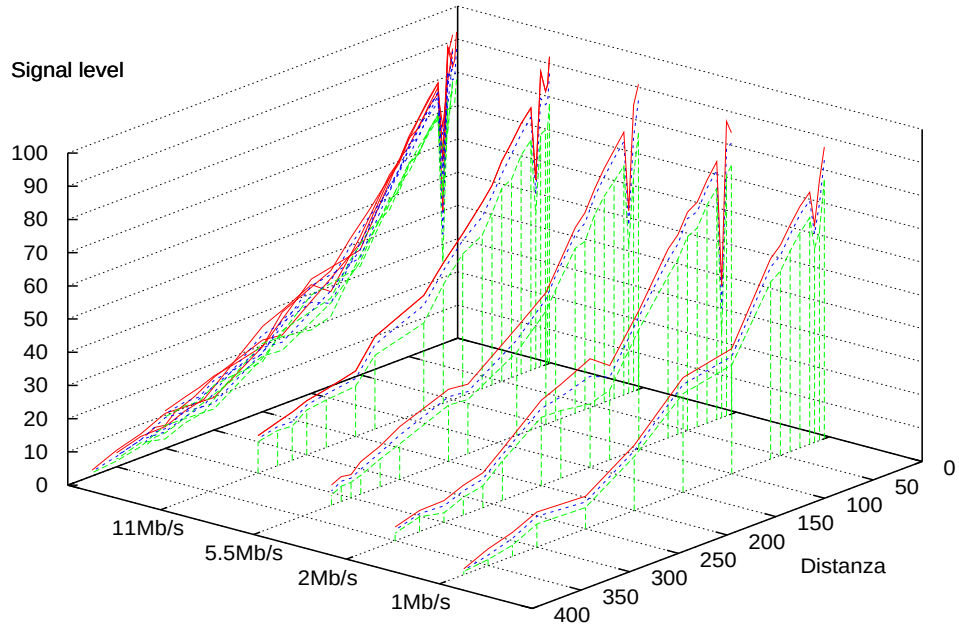

Figura 8.13: PDF associata al *signal level* per tutte le velocità di 802.11b in funzione della distanza.

La figura mostra per ciascuna velocità valore minimo, medio e massimo dell'intervallo di caratterizzazione associato alla PDF del *signal level*, mentre sullo sfondo a sinistra sono state riportate tutte le curve.
Si può notare come la rilevazione del *signal level* sia indipendente dalla velocità che si sta utilizzando, infatti, le curve ottenute alle varie velocità in funzione della distanza coincidono a meno di un 10% circa.
Va notata inoltre, la presenza di un'attenuazione del segnale nella zona compresa fra 0 e 50m, rilevata per qualunque velocità. Si tratta di un'attenuazione che coinvolge una zona molto limitata, dai 10 ai 20m, che porta il *signal level* da valori pari al 70/80% a valori del 40% rilevati a distanze molto superiori pari a 100m.

8.5.2 *Signal level* : analisi generale

Consideriamo ora l'analisi del *signal level*, indipendentemente dalla velocità, prendendo in considerazione tutti i dati raccolti nelle varie misure.
In questa sezione si cercherà di estrarre un andamento del *signal level* in funzione della distanza e verrà poi fatta un'analisi più approfondita circa il verificarsi dell'at-

tenazione nella zona vicina al trasmettitore.

Considerando il procedimento di analisi svolto nella sezione 8.2.2, prendiamo in considerazione tutti gli intervalli che caratterizzano le PDF associate ai *signal level* rilevati a qualunque velocità. Poichè esistono distanze alle quali sono state fatte più misure in funzione della velocità, consideriamo in tale situazione come minimo dell'intervallo il minimo dei minimi associati ai vari intervalli, come valor medio consideriamo la media dei valori medi rilevati, ed infine, come massimo consideriamo il massimo dei massimi.
La figura 8.14 mostra gli intervalli di caratterizzazione delle PDF associate ai *signal level* rilevati durante tutte le misure indipendentemente dalle velocità di trasmissione.

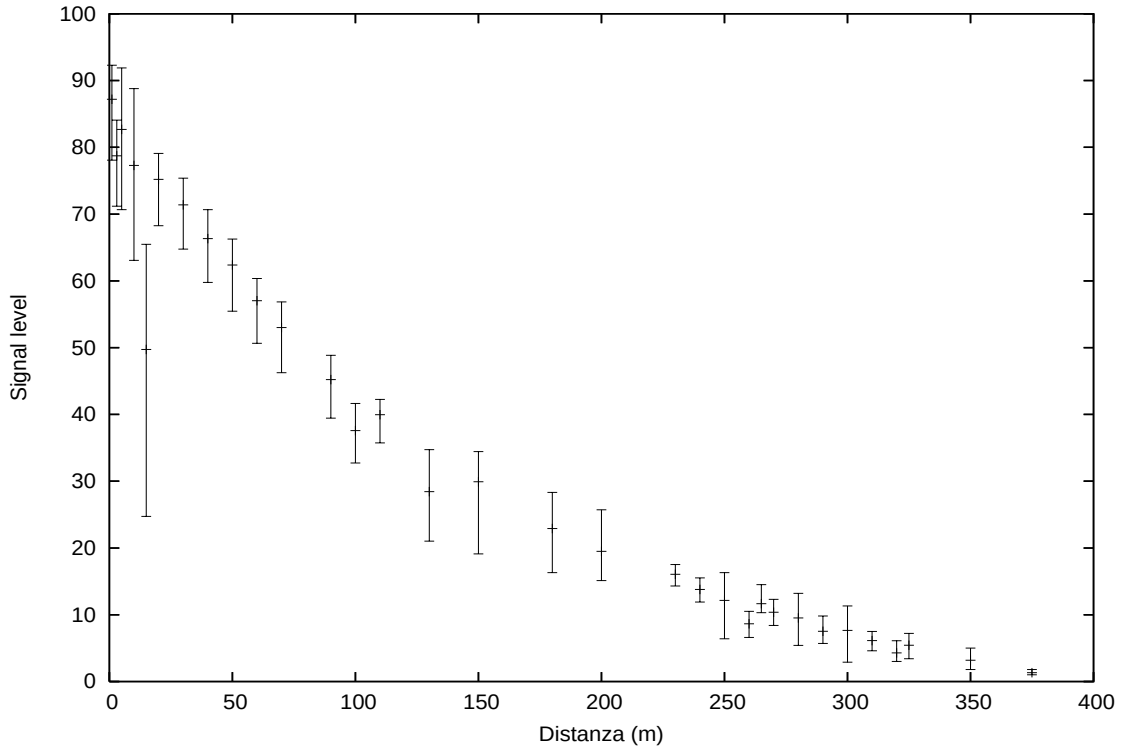

Figura 8.14: Andamento del *signal level* in funzione della distanza ed indipendentemente dalla velocità di trasmissione.

La figura mostra l'andamento decrescente del *signal level* in funzione della distanza ed evidenzia l'attenuazione verificatasi alla distanza pari a 15m.
Consideriamo ora la stessa figura ma con le distanze in scala logaritmica. La figura 8.15 mostra l'andamento ottenuto.

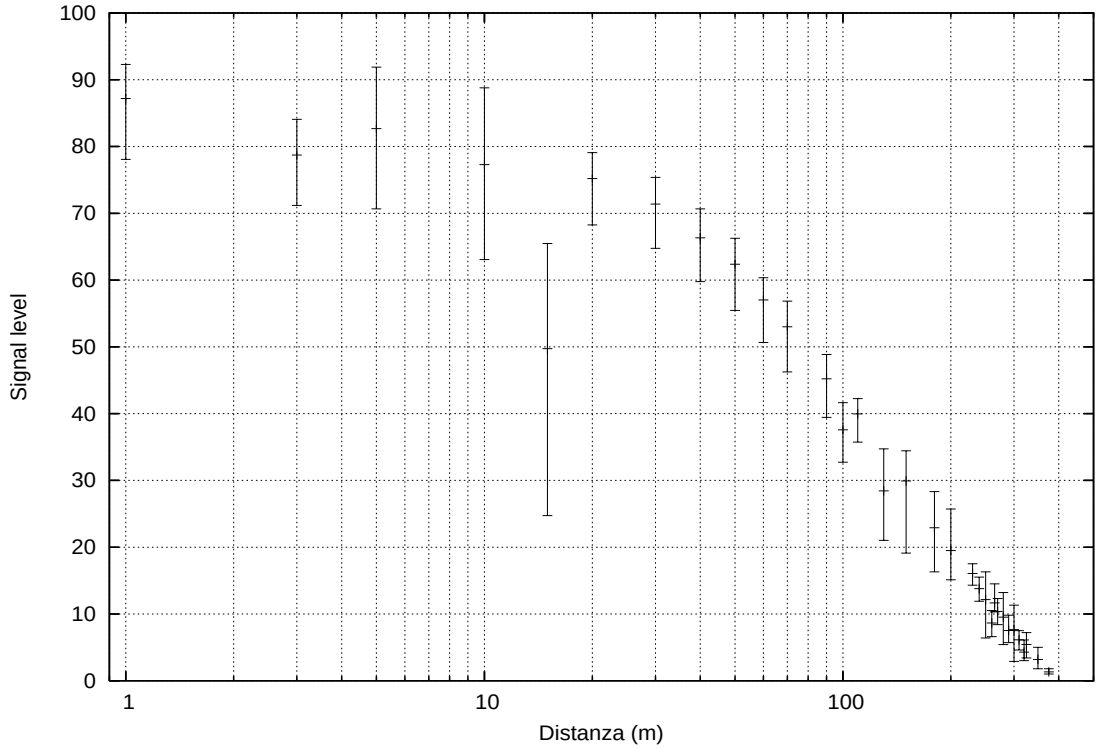

Figura 8.15: Andamento del *signal level* in funzione della distanza in scala logaritmica.

La figura evidenzia la presenza di due zone, la prima per distanze inferiori ai 30m, in cui il *signal level* risulta subire un'attenuazione complessiva del 20/30%, ed una seconda zona, per distanze superiori ai 30m, in cui il *signal level* sperimenta un'attenuazione lineare (in scala logaritmica) di pendenza pari a -70%/dec.
Per poter estrarre un fattore di conversione fra il *signal level* e la potenza del segnale ricevuto va ricordato che il modello a due raggi impone una pendenza di $-40dB/dec$ per distanze maggiori della distanza critica di Fresnel. Consideriamo la retta di regressione lineare secondo i minimi quadrati, e imponiamo attraverso un fattore di scala che tale retta abbia una pendenza di $-40dB/dec$. Il fattore di scala che permette di avere per distanze superiori ai 30m una pendenza di -40dB/dec risulta essere 1.7, di conseguenza la relazione che intercorre fra il *signal level* percentuale e la potenza del segnale ricevuto risulta essere:

$$P_{rx}\Big|_{dBm} = \frac{Signal\ level\ (\%)}{1.7} \tag{8.1}$$

La figura 8.16 mostra l'andamento del *signal level* a seguito della conversione.

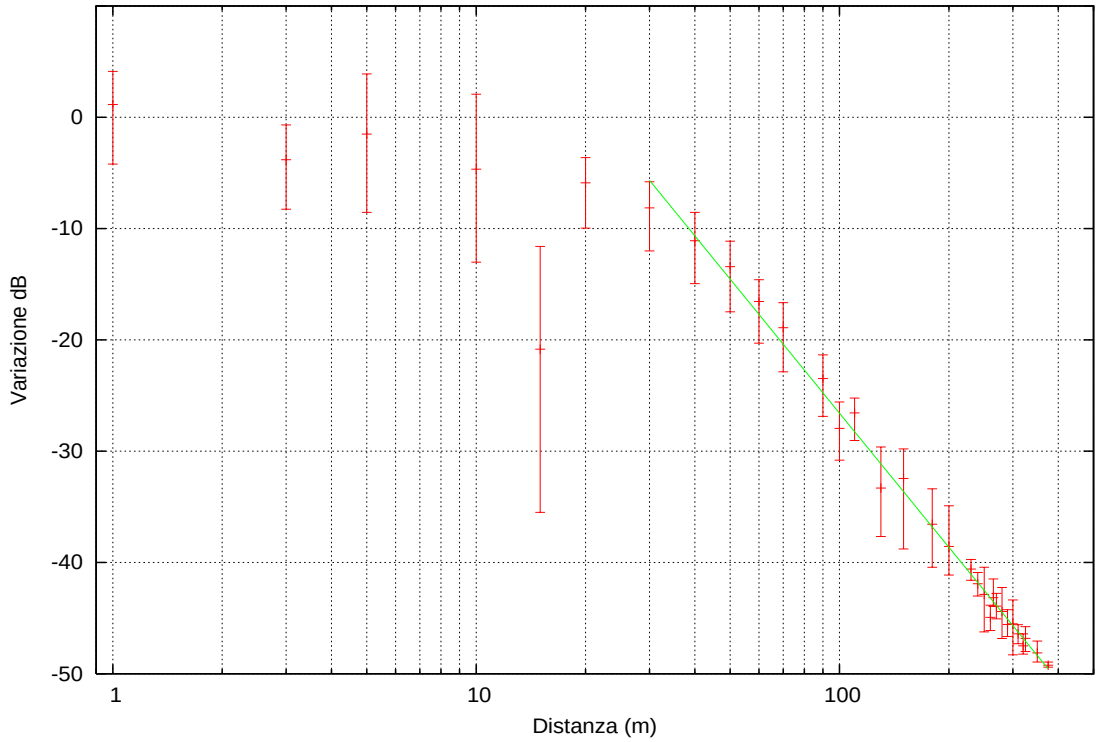

Figura 8.16: Andamento del *signal level* dopo la conversione.

L'asse delle ordinate non deve essere interpretato in maniera assoluta, ma va considerata la sola variazione totale pari a 50dB circa, ovvero, il segnale trasmesso subisce un'attenuazione complessiva pari a 50dB nel percorso che va da 1m fino a 375m. In particolare, si ha un'attenuazione di 10dB nei primi 30m ($\simeq -10dB/dec$) e successivamente si decresce con una pendenza di $-40dB/dec$.
Il cambio di pendenza si verifica ad una distanza pari a 30m, che corrisponde alla distanza di Fresnel per la configurazione da noi utilizzata:

$$\begin{aligned} d_f &= \frac{4h_t h_r}{\lambda} \\ &= \frac{4 * 0.9 * 0.8}{0.125}\Big|_{h_t=0.9, h_r=0.8} \simeq 23m \\ &= \frac{4 * 0.9 * 1}{0.125}\Big|_{h_t=0.9, h_r=1} \simeq 28m \end{aligned}$$

dove si è considerato un eventuale variazione nell'altezza del ricevitore in modo tale da prendere in considerazione eventuali dislivelli dovuti al terreno.

L'analisi precedente mostra che in presenza della distanza di Fresnel si verifica un cambio di pendenza da $-10dB/dec$ ai $-40dB/dec$, per distanze inferiori a quella di Fresnel bisogna tenere conto sia del coefficiente di riflessione del terreno sia della differenza di cammino che raggio incidente e riflesso sperimentano mentre per distanze superiori a quella di Fresnel bisogna tenere conto della sola differenza di cammino. Per semplificare i calcoli, e avere un andamento qualitativo, consideriamo comunque un coefficiente di riflessione pari a -1 e teniamo conto della rotazione di fase dovuta alla differenza di cammino. L'equazione 1.2 mostra la potenza del segnale ricevuto sotto le precedenti ipotesi. Sovrapponendo l'andamento generato da tale equazione con i risultati sperimentali ottenuti si ha le seguente figura.

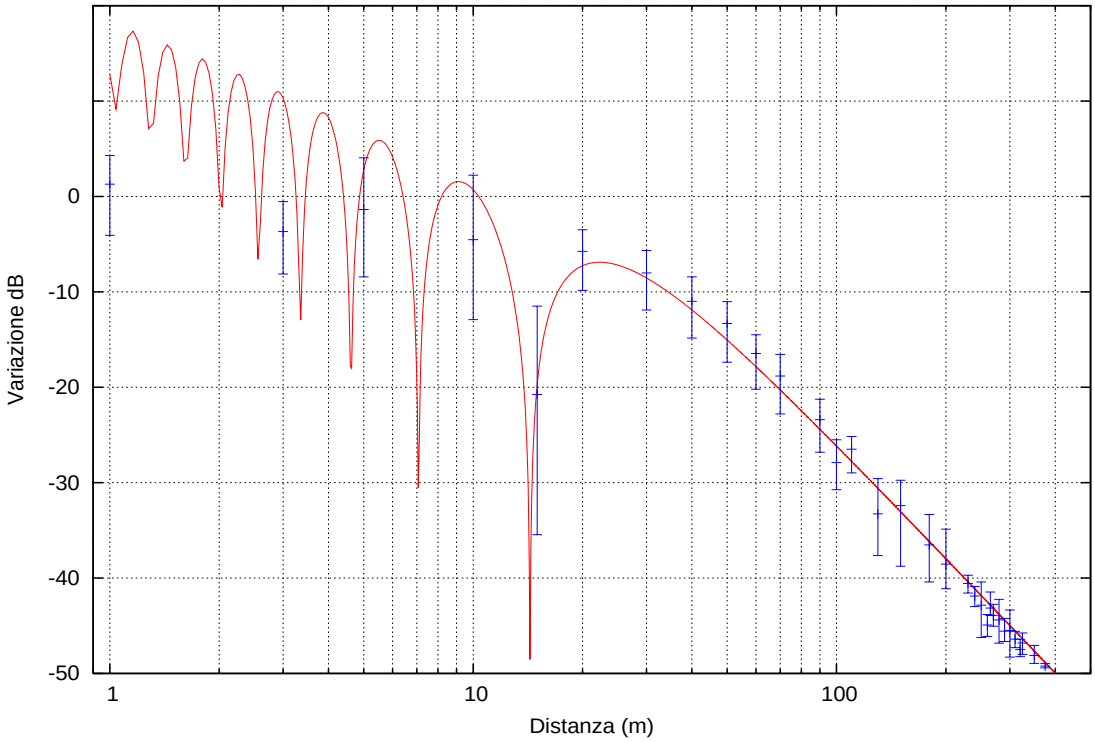

Figura 8.17: I risultati sperimentali ed il modello a due raggi a confronto.

Come si può vedere i dati sperimentali confermano sia l'andamento lineare (in scala logaritmica) della potenza associata al segnale ricevuto per distanze superiori a quella di Fresnel sia la posizione dell'attenuazione rilevata ad una distanza di circa 15m.

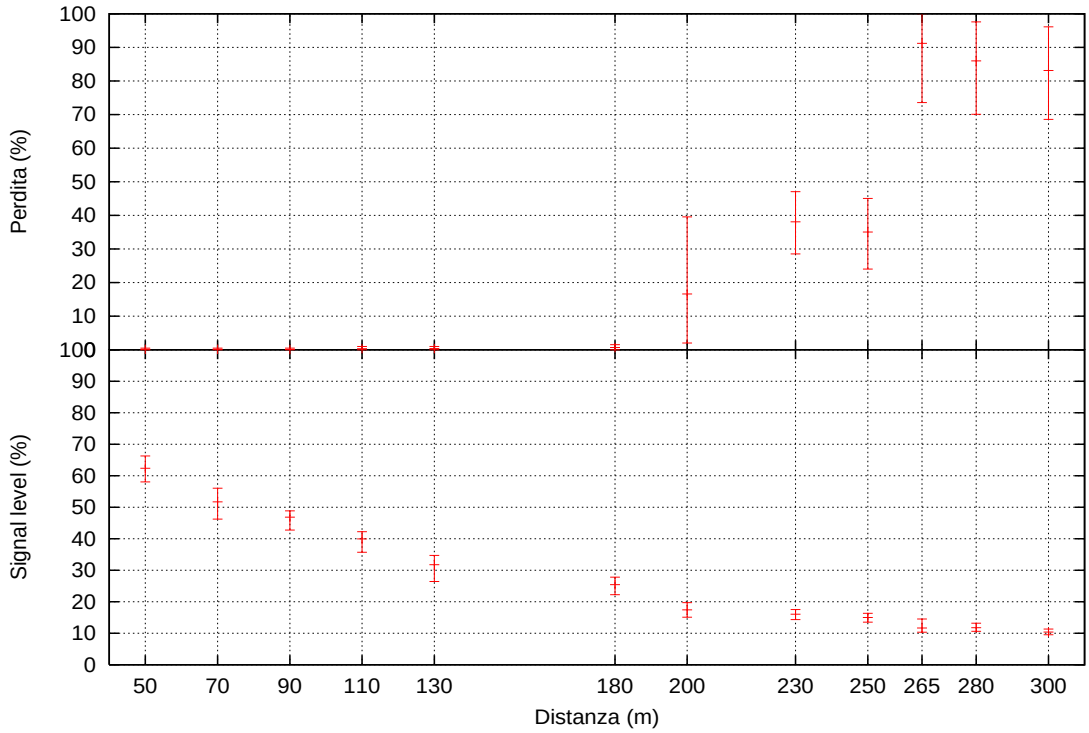

Figura 8.18: Perdite e *signal level* alla velocità di 11Mb/s.

8.6 Relazione fra perdite e *Signal level*

In questa sezione consideriamo le analogie riscontrate alle varie velocità fra le perdite e il *signal level*. Consideriamo la sola analisi effettuata attraverso gli intervalli di caratterizzazione sia della PDF associata alle perdite sia della PDF associata al *signal level*. Prendiamo in considerazione la velocità pari a 11Mb/s, la figura 8.18 mostra sulla stessa scala delle distanze il confronto fra perdite e *signal level*. La figura mostra l'assenza di perdite fino alla distanza di 200m, ovvero fino alla distanza per la quale il *signal level* è sceso sotto la soglia del 18%. Possiamo considerare il 18% come una soglia tipica della velocità a 11Mb/s per cui si iniziano a rilevare perdite consistenti.
Consideriamo ora la velocità di 5.5Mb/s, la figura 8.19 mostra sulla stessa scala delle distanze sia le perdite sia il *signal level*. La figura mostra come le perdite iniziano alla distanza compresa fra i 250m e i 270m. A tali distanze il *signal level* risulta essere circa il 13% e di conseguenza notiamo che alla velocitá di 5.5Mb/s la soglia per iniziare a rilevare perdite sia del 13%.
Passiamo adesso alla velocità pari a 2Mb/s. La figura 8.20 mostra sulla stessa scala delle distanze sia le perdite sia il *signal level*. Dalla tale figura si può notare come le

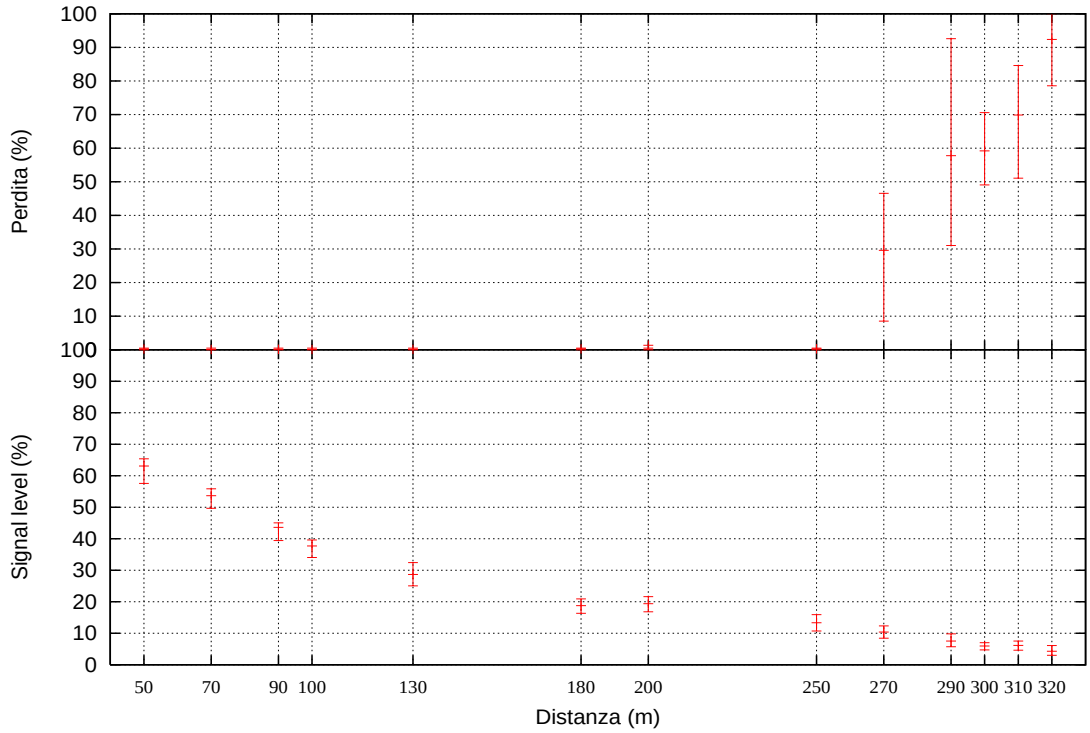

Figura 8.19: Perdite e *signal level* alla velocità di 5.5Mb/s.

perdite sono iniziate fra i 260m e i 280m per un rispettivo *signal level* pari a circa il 10%.
Infine, consideriamo la velocità pari ad 1Mb/s. La figura 8.21 mostra sulla stessa scala delle distanze sia le perdite sia la rilevazione del *signal level*. La figura mostra come le perdite siano iniziate per distanze comprese fra i 325m e i 350m per un *signal level* pari a circa il 5%.
Riconsideriamo le osservazioni fatte precedentemente in una tabella:

Velocità	Soglia di perdita (m)	Soglia del *Signal level*(%)	$\Delta(m)$	$\Delta(\%)$
11Mb/s	180m/200m	18%		
5.5Mb/s	250m/270m	13%	+70m	-5%
2Mb/s	260m/280m	10%	+10m	-3%
1Mb/s	325m/350m	5%	+70m	-5%

Tabella 8.1: Velocità e soglie di perdita.

La tabella 8.1 mostra che diminuendo la velocità si guadagnano 70m passando da 11Mb/s a 5.5Mb/s, 10m passando da 5.5Mb/s a 2Mb/s ed infine 70m passando

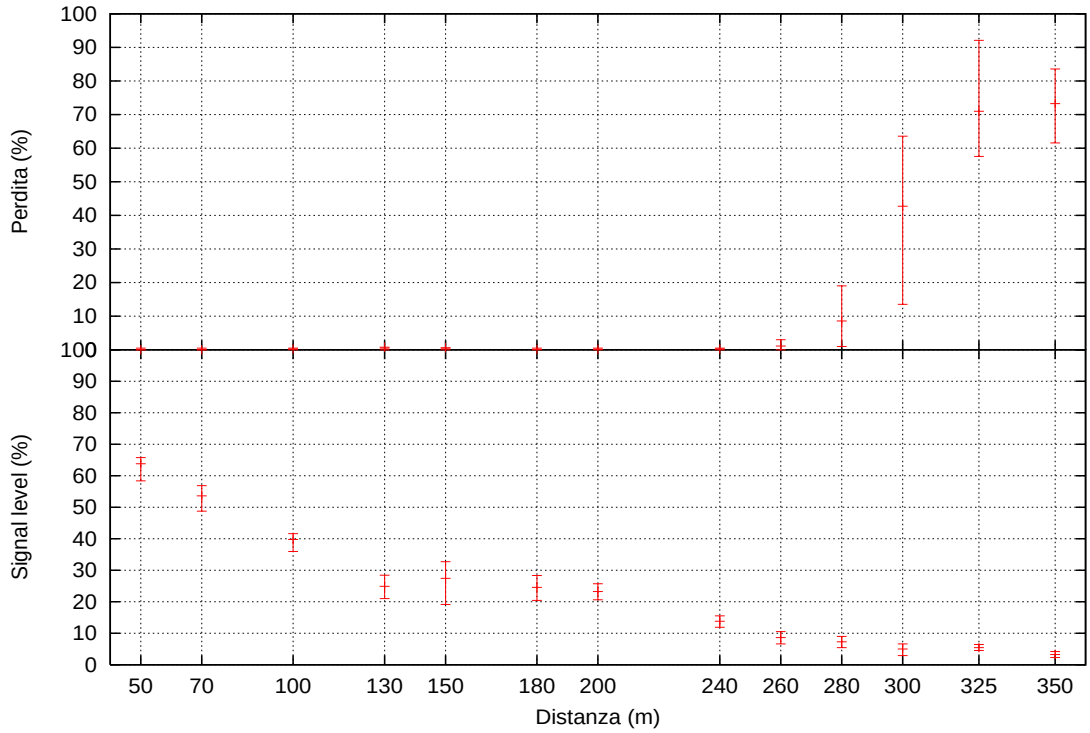

Figura 8.20: Perdite e *signal level* alla velocità di 2Mb/s.

da 2Mb/s a 1Mb/s. Nella tabella è stata riportata anche la diminuzione del *signal level* nel passare da una velocità ad un'altra.
L'incremento della distanza ovvero della sensibilità del ricevitore col diminuire della velocità è da ricondurre al guadagno di codifica tipico di ciascuna velocità presa in considerazione.
I guadagni di codifica di ciascuna modulazione sono stati estratti da [5]. Considerando 11Mb/s come velocità di riferimento, alla velocità di 5.5Mb/s risulta un guadagno di +3dB dovuti all'utilizzo di una velocità più bassa, scendendo a 2Mb/s si ottiene un guadagno di +1.9dB dovuti sia all'utilizzo di una velocità inferiore sia al cambio di schema di modulazione, infine per la velocità di 1Mb/s si calcola un guadagno pari a +3dB dovuti alla scelta di una velocità più lenta.
Consideriamo ora il calcolo del guadagno di codifica dai dati sperimentali andando a considerare le variazioni percentuali che sono state riscontrate nel *signal level* alla distanza per cui si iniziava ad avere perdite considerevoli. Riconsideriamo le variazioni percentuali sul *signal level* riportate nell'ultima colonna della tabella 8.1, in particolare, nella tabella seguente viene riportato il guadagno di codifica ricavato attraverso il fattore di conversione fra dB e % dato dalla 8.1.

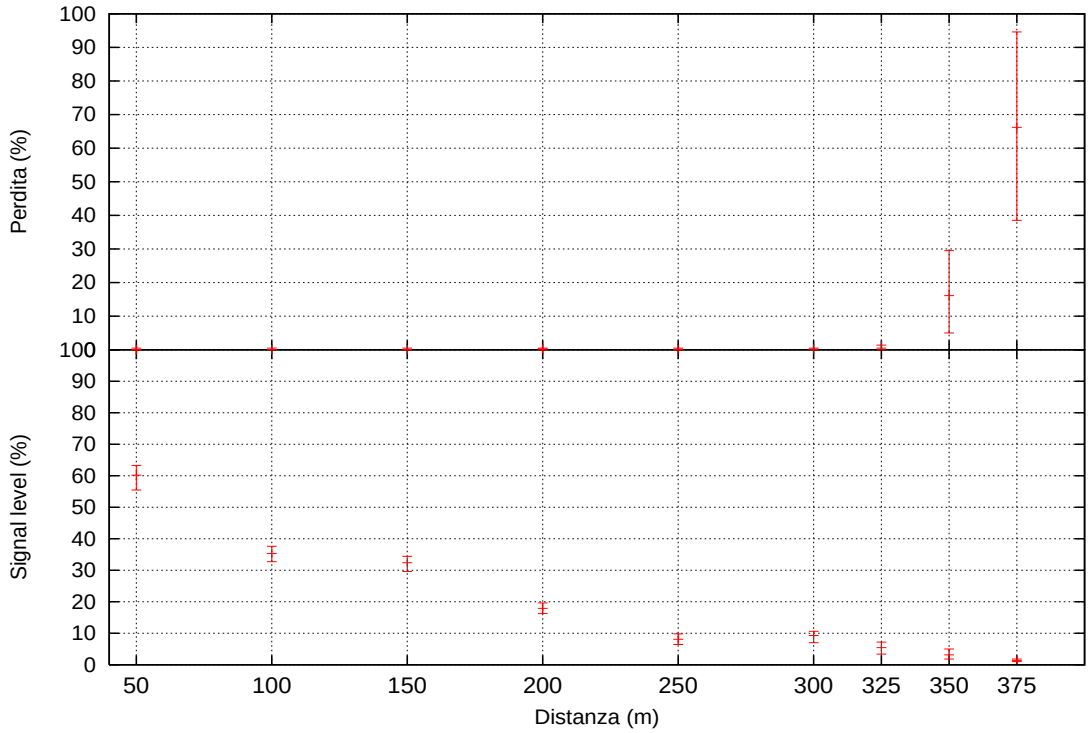

Figura 8.21: Perdite e *signal level* alla velocità di 1Mb/s.

Velocità	Guadagno di codifica teorico	Guadagno di codifica rilevato
11Mb/s		
5.5Mb/s	+3 dB	+2.9 dB
2Mb/s	+1.9 dB	+1.7 dB
1Mb/s	+3 dB	+2.9 dB

Tabella 8.2: Guadagno di codifica associato a ciascuna velocità.

Si può concludere che ciascuna velocità è caratterizzata da una soglia il cui superamento introduce perdite considerevoli. La riduzione della velocità allontana la soglia in funzione del guadagno di codifica associato alla modulazione.

8.7 Conclusioni

Le misure svolte a campo aperto hanno portato a diversi risultati. Il valore del *signal level* è risultato indipendente dalla velocità di trasmissione a meno di un 10% circa. L'analisi del *signal level* ha portato a concludere che la trasmissione

in assenza di ostacoli comporta un'attenuazione di effetto trascurabile ($\simeq 20\%$) nei primi 30m mentre si è verificato un andamento lineare (in scala logaritmica) con pendenza di $-70\%/dec$ per distanze superiori a 30m. Si è verificata la presenza di un'attenuazione puntuale dovuta all'interferenza distruttiva fra raggio diretto e riflesso alla distanza pari a 15m. Infine si è osservato un incremento nella distanza di trasmissione al diminuire della velocità da ricondurre al guadagno di codifica tipico di ciascuna velocità presa in considerazione.

Capitolo 9

Misure in ambiente interno

9.1 Introduzione

L'AMBIENTE interno agli edifici risulta caratterizzato da interferenze di ogni tipo: dalle persone che si muovono nelle varie stanze, alle interferenze elettromagnetiche dovute al funzionamento dei vari dispositivi.
Il movimento di cose e persone all'interno delle stanze altera la morfologia dell'ambiente che circonda il ricevitore e attraverso riflessione, difrazione e rifrazione i raggi che giungono al ricevitore risultano sovrapposti causando perdite di frame. La presenza di altre reti wireless, ma anche dei vari dispositivi elettrici, comporta un'interferenza elettromagnetica che può disturbare la ricezione dei frame.
Il modello più utilizzato in letteratura per descrivere le perdite in un canale wireless è quello di Gilbert-Elliot, rappresentato da una catena di Markov a due stati. In questo capitolo verrà eseguito un confronto fra le statistiche associate a delle misure reali e quelle generate dal modello di Gilbert-Elliot al fine di valutarne la corrispondenza con i processi osservati.
L'analisi che verrà considerata in questo capitolo riguarda sia i treni di errore sia i treni di frame ricevuti correttamente per quanto riguarda la loro frequenza e la loro lunghezza.

9.2 Metodologia di misura

Le misure sono state effettuate fra due uffici separati da un corridoio come la figura 9.1 mostra. All'interno della stanza A sono in genere presenti 4 persone mentre nella stanza B è in genere presente una sola persona.

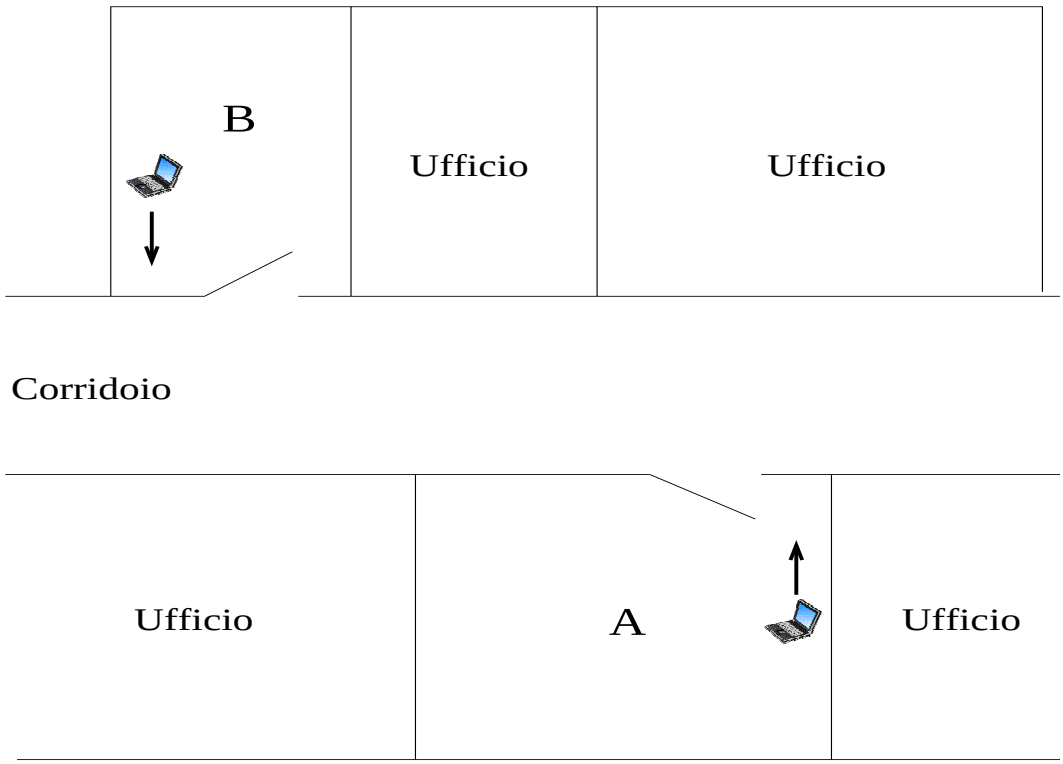

Figura 9.1: Configurazione per le misure svolte in ambiente interno.

Sono state fatte 4 misure, 2 con le schede wireless CNET e 2 con le schede della D-LINK. Le misure sono caratterizzate da una durata molto lunga (circa 14h) in modo tale da prescindere sia da eventuali variazioni istantanee del canale sia da disturbi transitori.

1. Distanza: 8m.
2. Altezza: trasmettitore e ricevitore sono stati posti su dei ripiani ad una altezza di circa 0.8m.
3. Modalità: Ad hoc.
4. Velocità: 11Mb/s.
5. Canale radio: è stato utilizzato il canale 1, mentre sul canale 11 è stata rilevata la presenza di una rete infrastrutturata.
6. Schede : CNET, DLINK

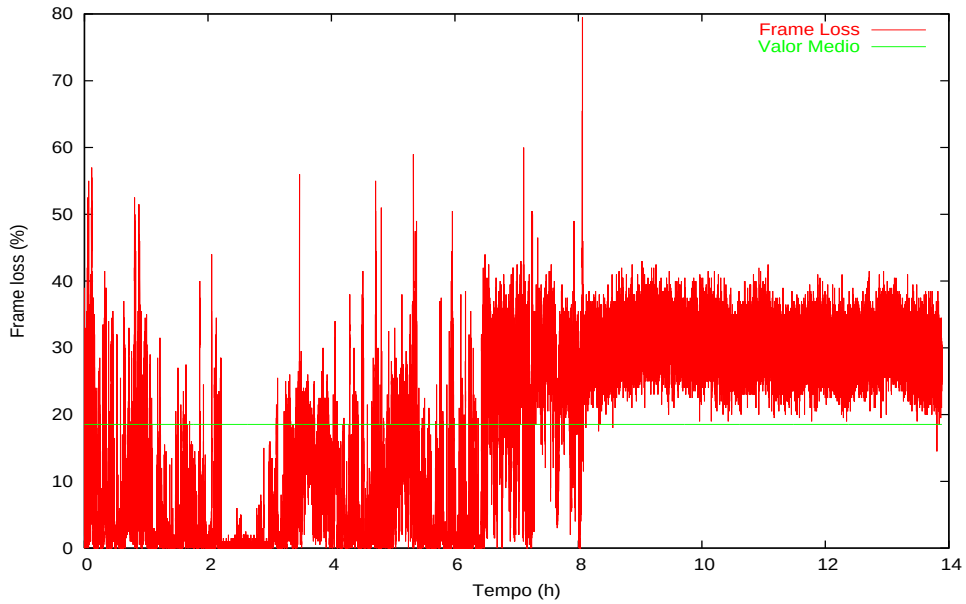

Figura 9.2: Perdite mediate sulla finestra temporale di 1s per la prima misura con le schede CNET.

7. Retry limit:0.
8. RTS threshold:off.
9. Encryption key: off.
10. Power management: off.
11. Lunghezza del frame: 1000B.
12. Tempo di intertrasmissione: 5ms.
13. Frame trasmessi: 10000000.
14. Durata delle misure: 14h circa.

9.3 Analisi delle misure

Consideriamo le 4 misure effettuate attraverso un'analisi in funzione del tempo delle perdite rilevate mediando su una finestra temporale di 1s (200 frame). La prima misura che consideriamo è quella effettuata con le schede CNET, in figura 9.2 sono state riportate le perdite ed il valor medio rilevato. La misura è iniziata alle ore 11:37, come si può notare 6 ore dopo il canale si è stabilizzato su una perdita quasi

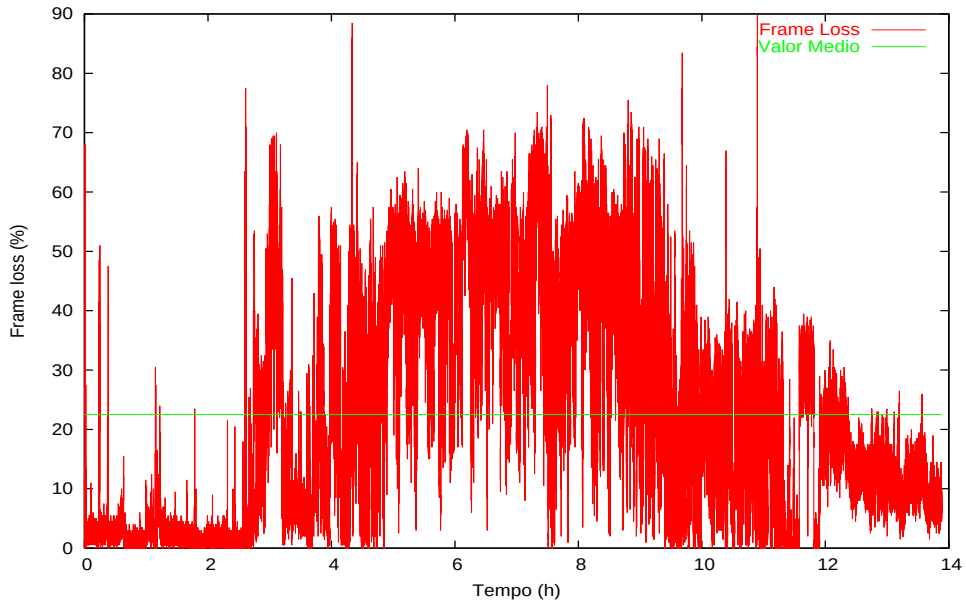

Figura 9.3: Perdite mediate sulla finestra temporale di 1s per la seconda misura con le schede CNET.

costante.
La seconda misura che consideriamo è stata effettuata sempre con le schede CNET ed in figura 9.3 sono state riportate le perdite ed il valor medio rilevato. La misura è stata fatta iniziare alle ore 08:31, come si può notare durante l'orario di ufficio sono state rilevate perdite più consistenti rispetto alle ore iniziali e finali della misura.
La terza misura che prendiamo in considerazione è stata fatta con le schede D-LINK, in figura 9.4 sono state riportate le perdite ed il valor medio rilevato. La misura è iniziata alle ore 17:58 ed è caratterizzata da una perdita media molto bassa.
Consideriamo infine la quarta misura anch'essa effettuata con le schede D-LINK. La figura 9.5 mostra le perdite ed il valor medio rilevato. La misura è iniziata alle ore 19:10 e come la precedente è caratterizzata da una perdita molto bassa in valor medio.

Consideriamo l'analisi dei treni di frame persi andando a valutare la funzione di densità di probabilità associata alla lunghezza dei treni dei frame persi. La figura 9.6 mostra l'analisi precedentemente descritta.

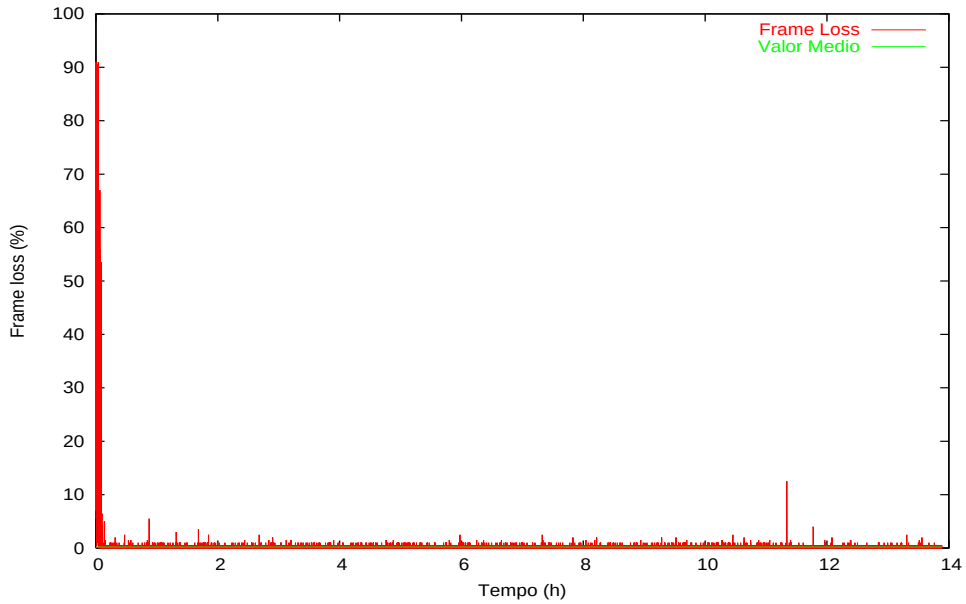

Figura 9.4: Perdite mediate sulla finestra temporale di 1s per la terza misura con le schede D-LINK.

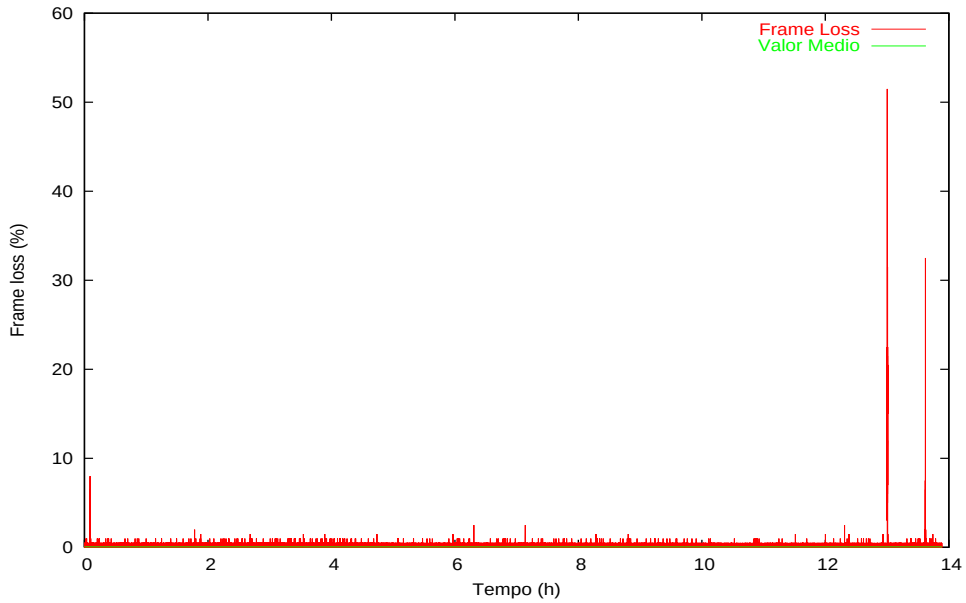

Figura 9.5: Perdite mediate sulla finestra temporale di 1s per la quarta misura con le schede D-LINK.

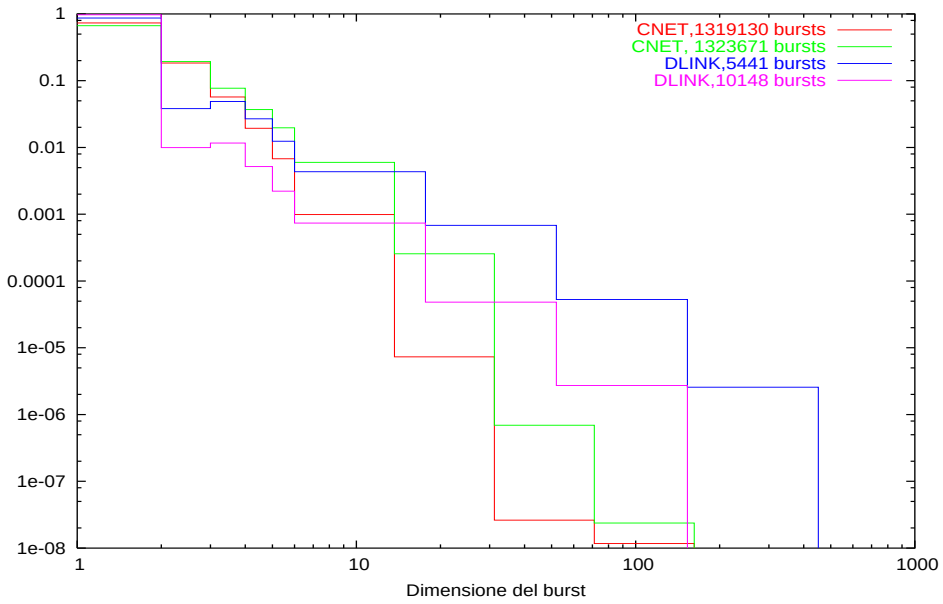

Figura 9.6: Funzione di densità di probabilità associata alle perdite di frame in tutte 4 le misure effettuate.

La figura 9.6 mostra due andamenti diversi in funzione della scheda scelta, in particolare le schede D-LINK sperimentano una probabilità maggiore sui treni di perdita lunghi in entrambe le misure effettuate.
Consideriamo ora l'analisi dei treni di frame ricevuti correttamente ovvero la funzione di densità di probabilità associata alle distanze che separano le perdite. La figura 9.7 mostra la PDF associata ai treni di frame ricevuti correttamente. Come nel caso precedente sono visibili due andamenti ben differenziati in funzione delle schede utilizzate. Le schede D-LINK presentano una probabilità di treni lunghi ricevuti correttamente più alta rispetto alle schede CNET in entrambe le misure eseguite.
Considerando i risultati precedenti associati ai treni di perdite e l'analisi dei treni ricevuti correttamente si può concludere che le schede D-LINK presentano un effetto di isteresi maggiore rispetto alle schede CNET per quanto riguarda il passaggio da una condizione di corretta ricezione ad una di perdita e viceversa.
Va inoltre notato il diverso andamento riscontrato per i treni ricevuti correttamente e per quelli persi. Mentre questi ultimi presentano un andamento più lineare per tutte 4 le misure, i treni ricevuti correttamente sono caratterizzati da una curva la cui concavità è stata confermata da tutte 4 le misure.
Consideriamo ora l'analisi delle perdite attraverso l'autocorrelazione al fine di valutare l'influenza nel tempo futuro dello stato attuale del canale. La figura 9.8 mostra l'autocorrelazione delle perdite mediate precedentemente su una finestra di 500 frame pari a 2.5s.

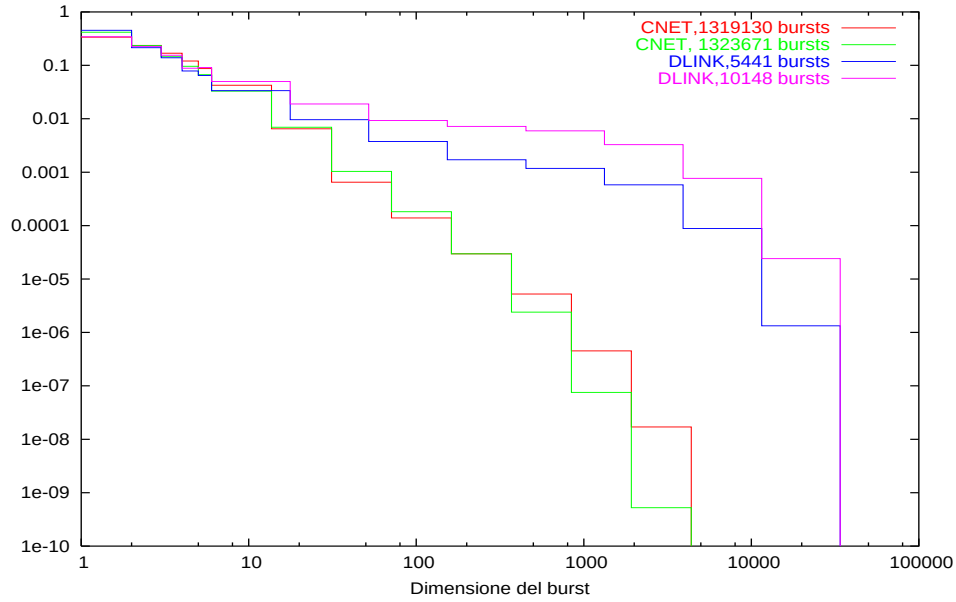

Figura 9.7: Funzione di densità di probabilità associata ai treni di frame che vengono ricevuti correttamente in tutte 4 le misure effettuate.

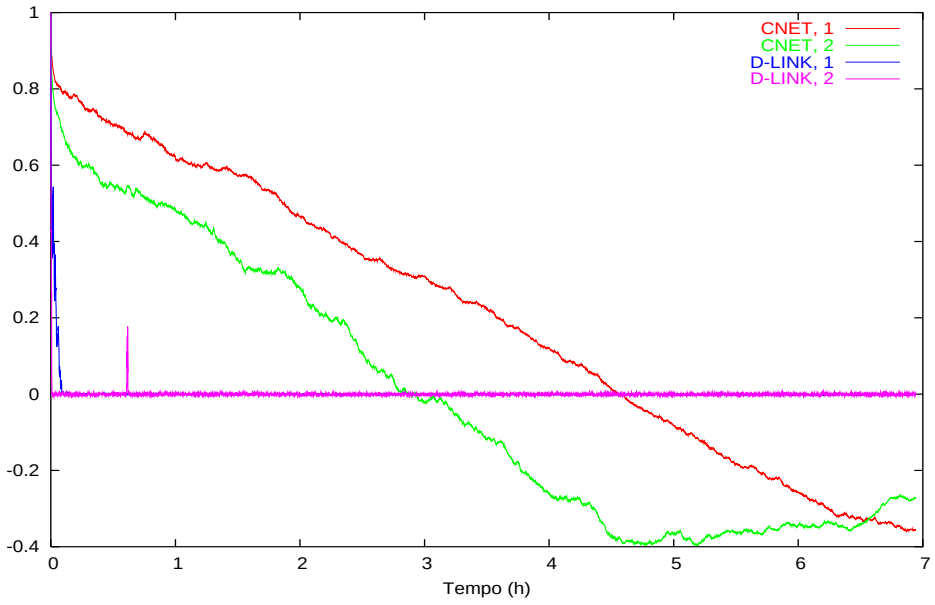

Figura 9.8: Autocorrelazione delle perdite di tutte 4 le misure effettuate.

La figura 9.8 mostra due andamenti distinti in funzione della scheda scelta per la misura. Le schede D-LINK presentano delle autocorrelazioni che scendono rapida-

mente a 0 facendo pensare all'assenza di correlazione nelle perdite nelle due misure effettuate. Le schede CNET presentano correlazioni molto lunghe e di conseguenza è possibile che la differenza riscontrata negli andamenti delle autocorrelazioni appartenenti alle due schede diverse sia riconducibile alle poche perdite rilevate con le schede D-LINK che non hanno permesso una sufficiente osservazione del processo associato alle perdite che si verificano nel canale wireless.

9.4 Il modello di Gilbert-Elliot

Il modello di Gilbert-Elliot è costituito da una catena di Markov a due stati rappresentanti la condizione di corretta ricezione o perdita di un frame. La figura 9.9 mostra il modello in cui lo stato 0 rappresenta la corretta ricezione di un frame mentre lo stato 1 rappresenta la mancata ricezione del frame. Le frecce rappresentano le probabilità associate ai cambiamenti di stato.

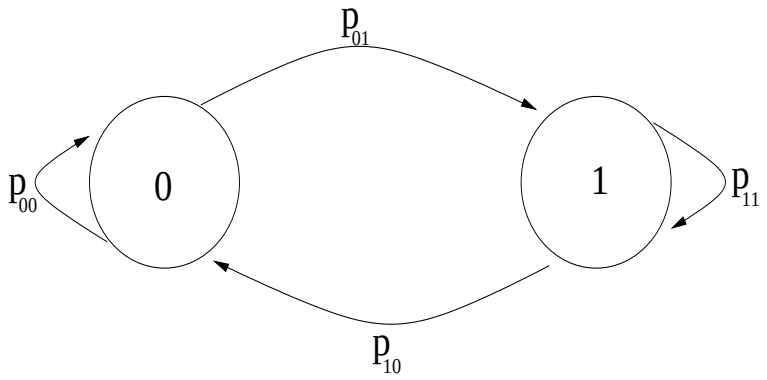

Figura 9.9: Il modello di Gilbert-Elliot

Consideriamo le probabilità associate ai cambi di stato ricavate dalla seconda misura, come la seguente tabella mostra.

P_{00}	P_{01}	P_{11}	P_{10}
0.829	0.171	0.412	0.588

Tabella 9.1: Probabilità di cambiamento di stato per la seconda misura effettuata.

Al fine di poter eseguire un confronto fra il modello di Gilbert-Elliot ed il processo osservato durante le misure consideriamo una serie di dati sintetici generati a partire dalle probabilità associate ai cambiamenti di stato precedentemente calcolati. L'autocorrelazione dei dati sintetici generati può essere vista in figura 9.10.

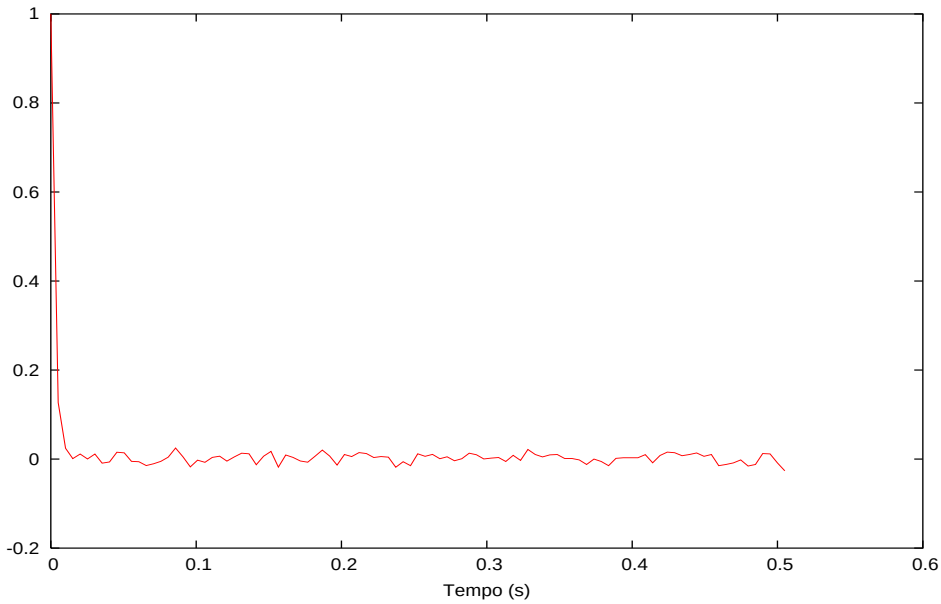

Figura 9.10: Autocorrelazione di dati generati secondo il modello di Gilbert-Elliot.

L'autocorrelazione ha chiaramente un andamento esponenziale ricavabile osservando il fatto che la probabilità di permanenza nello stato per k passi successivi è pari a p^k.
Il precedente risultato mette in evidenza l'assenza nel modello di Gilbert-Elliot di una sufficente memoria della storia degli eventi passati per poter descrivere le perdite di un canale wireless, l'autocorrelazione associata alla misure reali, in particolare di quelle ricavate attraverso le schede CNET, dimostra la presenza di una correlazione su tempi molto lunghi dell'ordine di decine di minuti o addirittura ore.

9.5 Conclusioni

Le misure effettuate hanno evidenziato tre elementi fondamentali. La prima osservazione riguarda l'andamento delle curve associate alla funzione di densità di probabilità per i treni ricevuti correttamente e per quelli persi, mentre questi ultimi presentano in tutte le misure effettuate un andamento lineare in doppia scala logaritmica, i treni ricevuti correttamente presentano un andamento più concavo e confermato da tutte 4 le misure effettuate.
La seconda osservazione riguarda il comportamento delle schede risultato diverso per quanto riguarda la transizione da uno stato di perdita ad uno di corretta ricezione, le schede D-LINK hanno evidenziato una maggiore inerzia nel transire di stato rispetto alle schede CNET.

Infine l'ultima osservazione riguarda l'analisi delle perdite attraverso l'autocorrelazione, il modello di Gilbert-Elliot o più in generale qualunque catena di Markov basata su un numero di stati ridotto risulta inadeguata alla descrizione delle perdite che si verificano in un canale wireless a causa della durata delle correlazioni rilevate nelle misure effettuate con le schede CNET.

Conclusioni

Le prime misure effettuate avevano lo scopo di confrontare fra loro le diverse configurazioni hardware e software possibili. Questa serie di misure ha messo in evidenza la dipendenza dei risultati dai calcolatori, dalle schede wireless, e con particolare importanza, dalle alterazioni che avvenivano nell'ambiente circostante. Si è potuto concludere che, al fine della ripetibilità delle misure, è necessario utilizzare la stessa configurazione hardware e software e per quanto più possibile mantenere invariato l'ambiente che circonda trasmettitore e ricevitore.

Le misure sulla deriva degli orologi hanno messo in evidenza l'asincronia fra i vari calcolatori e la necessità di una sincronizzazione al fine di confrontare i *timestamp* generati da due calcolatori diversi. Le misure sui tempi di trasmissione hanno evidenziato il problema del ritardo aleatorio dovuto alla schedulazione del processo trasmettitore e del processo ricevitore, si è inoltre notato attraverso il calcolo teorico che il ritardo dovuto alle ritrasmissioni non è riconducibile su intervalli sufficientemente distinti per poter caratterizzare con certezza il numero di ritrasmissioni che il frame ha subito.

Le misure sul throughput massimo raggiungibile con 802.11b hanno confermato l'andamento massimo teorico a meno di piccole variazioni riconducibili a ritardi di vario tipo nella misura.

Le misure in ambiente esterno hanno portato a due diversi risultati. Per quanto riguarda le perdite è stato evidenziato per tutte le velocità un andamento a soglia caratterizzato dall'assenza di perdite fino ad una certa distanza. Tale distanza è risultata essere tanto maggiore quanto più bassa era la velocità di trasmissione, e questo ci ha permesso di correlare l'aumento della distanza di trasmissione al guadagno di codifica tipico di ciascuna velocità. L'analisi del *signal level* ci ha permesso di verificare l'interferenza del suolo nelle trasmissioni a causa della riflessione che il terreno provoca, con la conseguente interferenza al ricevitore fra raggio diretto e raggio riflesso. Per angoli di incidenza piccoli del raggio riflesso dal suolo ovvero per una distanza fra trasmettitore e ricevitore sufficientemente grande, il suolo può essere

approssimato come un perfetto conduttore che introduce un ritardo di fase pari a π; questo scenario fa sì che la potenza del segnale ricevuto sperimenti delle oscillazioni dovute all'alternarsi di interferenza costruttiva e distruttiva di raggio diretto e raggio riflesso. Si sono potute individuare due distanze critiche, la prima a 15m, in cui si verifica per l'ultima volta interferenza distruttiva fra raggio diretto e raggio riflesso, la seconda a 30m circa, in cui si verifica per l'ultima volta interferenza costruttiva fra raggio diretto e raggio riflesso. Per distanze superiori ai 30m si verifica una sempre maggiore interferenza distruttiva, ma la differenza di cammino che raggio diretto e riflesso sperimentano è ormai così piccola che l'attenuazione risultante è lineare con la distanza in scala logaritmica ed ha una pendenza insufficiente per raggiungere un nuovo minimo.

Le misure in ambiente interno hanno messo in evidenza tre risultati. Il primo risultato riguarda la rapidità di adattamento delle schede wireless al variare del comportamento del canale. Le schede DLINK hanno sperimentato treni lunghi più probabili sia per quelli persi sia per quelli ricevuti correttamente facendo pensare ad una inerzia maggiore nel transire dallo stato di corretta ricezione a quello di perdita e viceversa. Il secondo risultato riguarda le statistiche sui treni, sono stati verificati due andamenti diversi per i treni di frame persi e per quelli ricevuti correttamente. Mentre i treni di frame persi hanno un andamento lineare in doppia scala logaritmica, i treni di frame ricevuti correttamente presentano una concavità confermata in tutte 4 le misure effettuate. Il terzo risultato riguarda le statistiche generate attraverso l'uso dell'autocorrelazione, è stata notata la presenza di correlazioni su tempi lunghi dell'ordine di decine di minuti o addirittura ore. In presenza di un processo con tali caratteristiche di correlazione temporale risulta inadeguato l'utilizzo di modelli quali catene di Markov con un numero di stati ridotto.

Tutte le misure effettuate possono essere considerate solo l'inizio di una più ampia campagna di misure.
La stima delle ritrasmissioni dovrebbe essere ripetuta considerando la politica di accesso al mezzo RTS/CTS che dovrebbe prolungare i ritardi dovuti alle ritrasmissioni e permettere una più facile discriminazione delle ritrasmissioni.
La verifica del massimo throughput raggiungibile dovrebbe essere portata a termine anche per la versione g del protocollo andando a considerare una scheda ed un driver che garantiscano il funzionamento in tali condizioni.
Le misure in ambiente esterno dovrebbero essere ripetute a diverse altezze al fine di verificare lo spostamento sia della distanza critica di Fresnel sia della posizione dell'interferenza distruttiva puntuale e confermare i risultati già ottenuti per quanto riguarda *signal level* e perdite.
Le misure in ambiente interno possono essere considerate solo l'inizio di un lavoro

di misura più estensivo al fine di confermare ed estendere l'analisi delle statistiche sui treni e più in generale sul comportamento delle schede.

Appendice A

Configurazione di NTP su due calcolatori collegati da un cavo cross

1. Il comando per istallare NTP è : *apt-get install ntp-server*.

2. Se gli orologi dei calcolatori da sincronizzare superano l'offset di 1000s NTP non procede alla sincronia in quanto l'allineamento richiederebbe troppo tempo. Sono possibili in questo caso due alternative :

   a) Eliminare il processo ntpd con *pkill ntpd*, e forzare NTP a sincronizzare gli orologi nonostante l'offset con il comando */usr/bin/ntpd -b*.

   b) Istallare sulla macchina client NTPDate con il comando *apt-get install ntpdate*.
   Rimuovere il processo ntpd con *pkill ntpd* ed eseguire la sincronizzazione del client al server attraverso il comando *ntpdate -b <SERVER_IP_ADDR>*.
   A questo punto NTP può essere riavviato attraverso il comando */etc/init.d/ntp-server start*.

3. Per verificare che tutto funzioni si può dare il comando *ntpq -p*, si ottiene una lista di server a cui NTP tenta di sincronizzare l'orologio del calcolatore.
   Il server contrassegnato dall'asterisco è quello prescelto per la sincronizzazione.

4. Collegare i due calcolatori col cavo cross e configurarli come client e server.

5. Configurazione del SERVER

   a) All'interno del file */etc/ntp.conf* commentare con # tutte le linee che iniziano con la parola *server* lasciando solo l'interfaccia di loopback (*127.127.1.0*).

b) Dare il comando */etc/init.d/ntp-server restart* per ricaricare la configurazione.

c) Se tutto funziona il comando *ntpq -p* visualizza come server di sincronizzazione la sola interfaccia locale di loopback.

6. Configurazione del CLIENT

a) All'interno del file */etc/ntp.conf* commentare con # tutte le linee che iniziano con la parola *server*. Inserire una linea che faccia riferimento al server su cui sincronizzare la macchina client : *server <SERVER_IP_ADDR>*.

b) Inserire la linea *minpoll 4*.

c) Dare il comando */etc/init.d/ntp-server restart* per ricaricare la configurazione.

d) Se tutto funziona il comando *ntpq -p* visualizza come server di sincronizzazione la macchina server prescelta e da come informazione di strato 13 in quanto il server è sincronizzato sull'interfaccia di loopback.

Bibliografia

[1] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, IEEE Std 802.11-1999(R2003)

[2] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 Ghz Band, IEEE Std 802.11b-1999(R2003)

[3] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 Ghz Band, IEEE Std 802.11g-2003

[4] Rappaport,T.S.,"Wireless comunications Principles & Practice"

[5] Chris Heegard,"Range versus Rate in IEEE 802.11g Wireless Local Area Networks"