

Appunti Reti Wireless 2007-08
Documento scritto in L^AT_EX

Vincenzo Golia D'Auge'

23 giugno 2008

Questi appunti sono relativi al corso di Reti Wireless tenuto dal Prof. Paura nell'anno 2007-08, presso l'Università Federico II di Napoli.

I disegni, i grafici e le immagini sono proprietà dei rispettivi autori. Per qualsiasi violazione del copyright si prega di contattare golia.vincenzo@gmail.com

N.B. Questi appunti non sono esaustivi nè purtroppo comprendono tutto il corso, ma soltanto i primi otto blocchi di slide e molto probabilmente in alcune parti potrebbero non essere corretti. Tuttavia si spera che possano essere un aiuto nello studio di questa materia. Se qualcuno vuol contribuire ad ampliarli o a modificare le parti non corrette, il sorgente latex è presente a questo indirizzo: <http://s31don.netsons.org/content/download>

Indice

1	LEZIONE 1 - 3/3/08	5
1.1	Definizioni	5
1.2	Convergenza	9
1.3	WLAN	12
2	LEZIONE 2 - 6/3/08	16
2.1	Generalità sulle Reti Wireless	16
2.2	Modelli per la perdita di percorso	17
2.2.1	Meccanismi di propagazione	17
2.2.2	Propagazione in spazio libero	21
2.2.3	Modello con due raggi	21
2.2.4	Relazione potenza-distanza	22
2.2.5	Shadow fading	23
2.3	Modelli di attenuazione di percorso	24
2.3.1	Megacelle	24
2.3.2	Macrocelle	24
2.3.3	Microcellulare	25
2.3.4	Picocellulare	27
2.3.5	Femtocellular	29
3	LEZIONE 3 - 10/3/08	30
3.1	Short-range fading	30
3.1.1	Caratterizzazione statistica	35
3.2	Fading a banda larga	37
3.2.1	Approccio statistico	40
3.2.2	Caratterizzazione statistica di T_m	41
3.2.3	Tempo di coerenza	42
3.2.4	Banda di coerenza	43
3.3	Effetto Doppler	44
3.3.1	Root Mean Square doppler spread	44
3.4	Effetti del multipath e del doppler	46

4	LEZIONE 4 - 27/3/08	48
4.1	Generalità	48
4.1.1	Efficienza spettrale	48
4.1.2	Efficienza in potenza	48
4.1.3	Tolleranza al multipath	49
4.2	Tecniche di modulazione a modulo costante	49
4.3	Tecniche di trasmissione	49
4.3.1	Tecniche di modulazione ad impulso (Infrared - IR)	50
4.3.2	Tecniche di modulazione UWB (Ultra Wide Band)	52
4.3.3	La tecnica Spread Spectrum	54
4.3.4	Frequency-Hopping Spread-Spectrum (FHSS)	55
5	Lezione 5 - 3/4/08	60
5.1	DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum)	60
6	LEZIONE 6 - 7/4/08	66
6.1	Modulazione CCK	66
6.1.1	Esempio: 802.11b	67
6.2	OFDM	71
6.2.1	Trasmissione	74
6.2.2	Ricezione	74
6.2.3	Spettro di densità di potenza per OFDM	75
6.2.4	Modulazione multisimbolo	78
6.2.5	Trasmissione multirate	80
6.2.6	OFDM in 802.11a e in HIPERLAN2	80
6.2.7	IEEE 802.11a	81
6.2.8	Ricevitore Rake	84
7	LEZIONE 7 - 17/4/08	86
7.1	Protocollo ALOHA	87
7.1.1	Calcolo del throughput	89
7.1.2	Protocollo ALOHA Slotted	91
7.1.3	R-ALOHA	92
7.2	Carrier Sensing (CS)	93
8	LEZIONE 8 - 17-4-08	96
8.1	CSMA/CA	96
8.1.1	Combining method	97
8.1.2	Meccanismo RTS/CTS(4-way handshacking)	99
8.1.3	Prestazioni dei metodi di accesso random	99
8.1.4	Prestazioni degli algoritmi ad accesso random	101

8.1.5	Prestazioni in presenza di effetto cattura	106
8.1.6	Prestazioni in presenza di terminale nascosto	108

Capitolo 1

LEZIONE 1 - 3/3/08

1.1 Definizioni

Un **servizio di telecomunicazioni** è un insieme di procedure per il **trasporto** e l'**utilizzo** a distanza dell'informazione. Ciò significa che, oltre a garantire il trasporto, deve anche offrire la possibilità che l'informazione una volta arrivata a destinazione possa essere usata con scopi diversi dall'utente. Vi sono varie tipologie di informazioni caratterizzate da proprietà diverse e caratteristiche statistiche diverse. Ad esempio informazioni **audio** (voce, suoni), **video** (immagini fisse, immagini in movimento), **dati** (messaggi di posta elettronica, transazioni bancarie etc.), **sorgenti multimediali** (combinazione di almeno due tipologie diverse di informazioni) Per supportare queste differenze di topologie la rete deve avere particolari caratteristiche. La tendenza oggi è quella di far interoperare le differenti reti per garantire la possibilità di erogare servizi avanzati di telecomunicazioni (per es. gestire contemporaneamente video e fonia). I servizi di telecomunicazioni possono essere classificati in varie categorie:

- **servizi monomediali:** fonia, fax....
- **servizi multimediali**
- **servizi punto-punto:** conversazione telefonica tra 2 utenti
- **servizi multipunto:** teleconferenza
- **servizi diffusivi:** broadcasting, servizio accessibile a tutti (es. programmi TV)
- **servizi interattivi:** tre tipologie a seconda del grado di velocità

Parametro	Telefonia	Dati interattivi	E-mail	Video-on-demand
Probabilità di blocco	< 1%	$\cong 0$	$\cong 0$	$\cong 0$
Ritardo medio	< 500 ms	o (1 s)	o (1 min)	o (1 s)
Velocità media	64 kbit/s	9.6-64 kbit/s	o (bit/s)	o (Mbit/s)
Probabilità di perdita/errore	o (1%)	$\cong 0$	$\cong 0$	o (1%)

Figura 1.1: es. di requisiti per vari servizi

- di conversazione
- di messaggistica (e-mail)
- di consultazione
- servizi distributivi:
 - con controllo di presentazione (es. televideo)
 - senza controllo di presentazione (es. TV analogica)

Ogni sistema di telecomunicazioni ha requisiti diversi, molto diversi tra loro, alcuni dei quali vanno addirittura in collisione. I principali requisiti sono:

- **probabilità di blocco:** probabilità che il servizio possa non essere erogato
- **tempo di ritardo end to end:** tempo necessario affinché un pacchetto vada da un nodo ad un altro
- **velocità media:** frequenza di cifra (bit rate) con cui la rete trasporta l'informazione
- **probabilità di errore/perdita:** aliquota di bit consegnati dalla rete errati o persi

Come si può vedere dall'immagine seguente servizi differenti richiedono requisiti differenti

Da notare come nell'immagine i 64 Kb/sec per la fonia vengano fuori poichè la banda fisica è a 4 kHz, campionando con Nyquist diventano 8 kHz (8000 campioni al secondo), quantizzando a 8 bit si ha $8 \times 8 = 64$ Kbit

Una **rete di telecomunicazioni** può essere definita come un'aggregazione di apparecchiature (hardware) e di istruzioni (software) per la fornitura di servizi di telecomunicazione. Una rete di telecomunicazioni può essere divisa in 2 parti:

- **rete di accesso:** deve essere capillare in maniera che l'utenza possa avere le modalità per accedere alla rete
- **rete di trasporto:** ha il compito di trasferire grandi quantità di informazioni che sono state concentrate in nodi (dorsale)

Avendo finalità diverse le due reti possiedono proprietà differenti. Di seguito un'immagine che rappresenta le due reti.

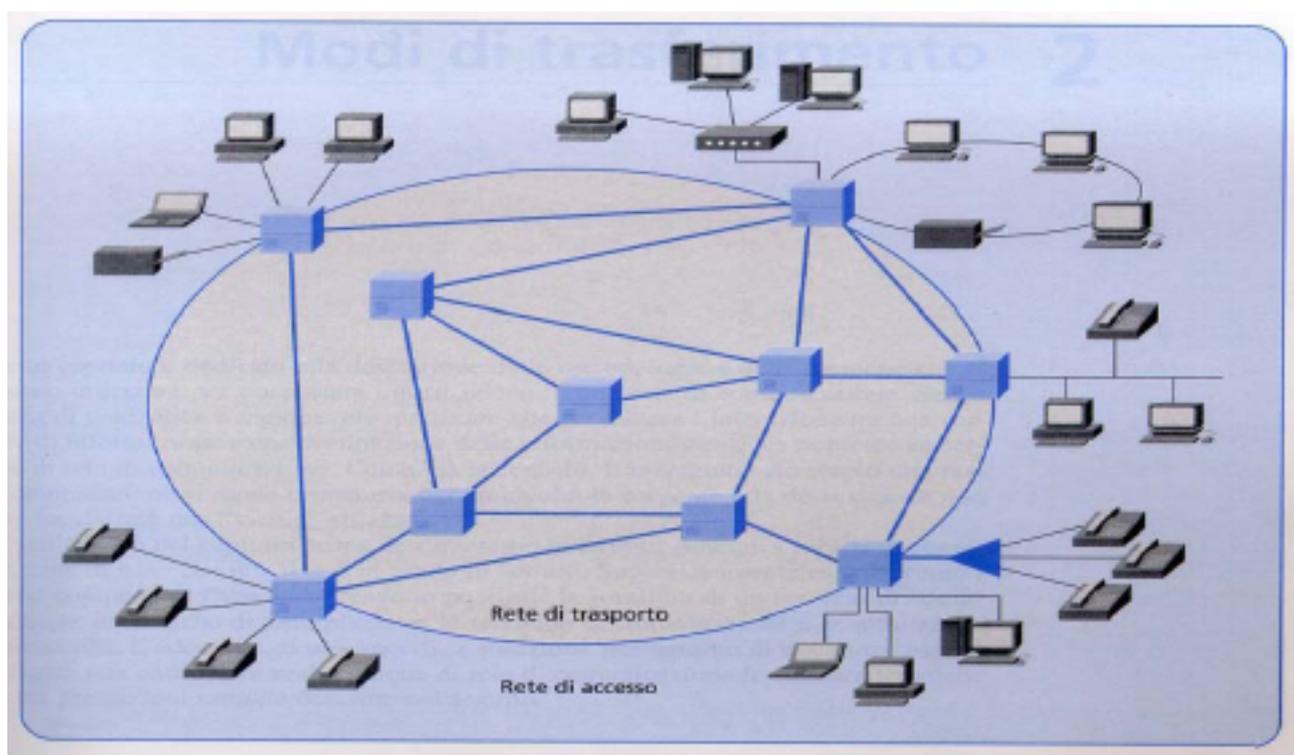


Figura 1.2: rete di accesso e rete di trasporto

Una rete può essere:

- **fissa:** rete in cui si utilizza una tecnologia cablata (doppino, fibra ottica)

- **mobile:** wireless. La rete wireless può erogare anche servizi fissi (per es. satellitari)

Come mostrato dalla figura seguente, vi sono varie soluzioni wireless al variare della velocità. Aumentando la mobilità aumenta l'ostilità del canale di trasmissione e per recuperare l'ostilità si diminuisce la velocità di trasmissione. Da ciò viene fuori che per mobilità elevate si hanno velocità basse. La differenza tra reti indoor e outdoor è che la mobilità di una rete indoor è minore di quella outdoor.

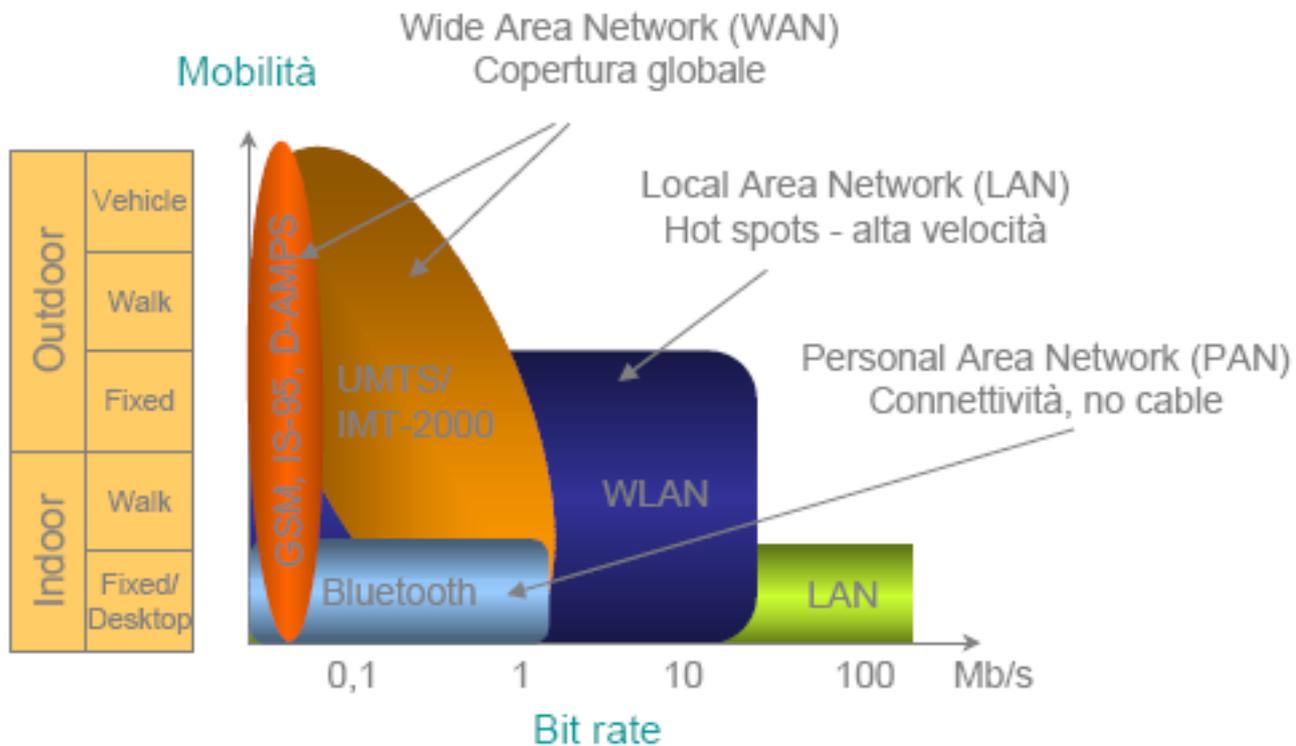


Figura 1.3: Mobilità bit/rate WLAN

Le reti possono essere anche classificate in base alle dimensioni. In base a questa classificazione dividiamo le reti in 3 tipologie:

- **geografiche:** WAN (Wide Area Network)
- **metropolitane:** MAN (Metropolitan Area Network)
- **locali:** LAN (Local Area Network)

Esempi relativi all'ultima classificazione possono essere la rete terrestre per la radiodiffusione in broadcasting della TV (rete geografica), rete per la erogazione di servizi di telefonia fissa, rete satellitare per la localizzazione (GPS). Ogni rete offre servizi specifici.

1.2 Convergenza

Internet è un insieme di WAN,MAN,LAN interconnesse ed interoperanti mediante i router (vedi figura) che devono essere soggetti a certi requisiti. Le reti interlavorano utilizzando la suite di protocolli TCP/IP.

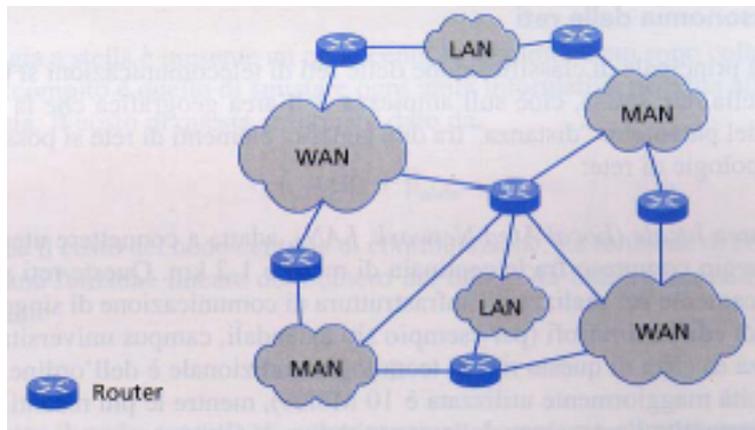


Figura 1.4: Internet

Internet rappresenta un esempio di convergenza di reti, ossia la capacità di far interlavorare reti completamente diverse. Quando si parla di **convergenza** si intende il confluire di più aspetti originariamente separati ed oggetto di dinamiche di evoluzioni indipendenti e con relazioni semplici. Un esempio di ciò può essere rappresentato dal doppino telefonico che negli anni è stato utilizzato per usi sempre diversi. In pratica la convergenza è la possibilità di riuscire a far confluire (avendo vantaggi) più reti offrendo servizi che singolarmente non potrebbero erogare. Un esempio è rappresentato dall' UMTS che è nato con il paradigma di copertura globale. Per garantire tale copertura non bastava soltanto la rete terrestre, per cui c'è bisogno che interoperino rete terrestre e rete satellitare. Un elemento fondamentale per realizzare la convergenza è stata la digitalizzazione delle informazioni, senza cui ogni sforzo di convergenza sarebbe stato vano. Una definizione di convergenza tratta dal libro verde sulla convergenza tra i settori delle Telecomunicazioni, dell'Audiovisivo e delle Tecnologie dell'Informazione (Bruxelles 8 Dicembre 1997)

afferma che la convergenza è la capacità di differenti piattaforme di rete di gestire servizi di tipo fondamentalmente simili. Ossia la capacità di erogare un servizio non solo in modo classico ma anche attraverso una rete differente (ad es. la fonia). Ossia utilizzare dispositivi differenti per fornire la stessa tipologia di servizio (unificazione di apparecchiature di largo consumo). Le immagini seguenti mostrano come da reti separate si possa giungere ad una convergenza globale. Per avere convergenza globale ci si aspetta che tutte le reti nate in maniera separata facciano parte di un'unica rete che offra servizi ad utenti separati. La convergenza può essere anche vista in aspetti separati e dunque avere:

- **convergenza nelle reti:** capacità delle reti di essere trasparenti rispetto ai servizi da erogare. L'utente non deve preoccuparsi di scegliere la rete per avere un servizio. E' la capacità di acquisire lo stesso servizio da terminali differenti anche se, eventualmente scalati nelle caratteristiche.
- **convergenza dei servizi:** capacità dei servizi di essere trasparenti rispetto alle reti che devono supportarli. Nuovi servizi possono essere erogati da infrastrutture esistenti senza che esse richiedano un aggiornamento (up-grading)
- **convergenza nei terminali:** La capacità di acquisire lo stesso servizio da terminali differenti anche se eventualmente scalati nelle caratteristiche

Un esempio di convergenza nelle reti è rappresentato da Wi-MAX che è una tecnologia wireless per MAN che opera nello spettro 2-66 GHz con velocità fino a 70 Mbit/sec e con distanze fino a 50 Km (IEEE 802.16, accesso a larga banda saltando l'hot spot). Tale standard comprende vari standard: 10-66 GHz: stazioni in vista → stazioni fisse 2-10GHz GHz: stazioni non necessariamente in vista → stazioni fisse mobili. Ossia si ha una convergenza tra fisso e mobile.

Integrando più tecnologie è dunque possibile erogare **servizi avanzati di Telecomunicazioni**. La convergenza è importante sia dal lato utente che dal lato fornitore. E' importante dal lato utente poichè vi è una sempre crescente richiesta di multimedialità e una richiesta di accesso sempre più capillare che richiede forte integrazione di rete. Dal punto di vista del fornitore è importante poichè l'obiettivo è di ottenere efficienza sempre maggiore massimizzando la condivisione delle risorse, riducendone al minimo la replicazione, favorendo la cooperazione tra tutte le componenti che interagiscono e ciò porta ad avere un throughput sempre più elevato. Esempi di convergenza possono essere quelli rappresentati nelle immagini seguenti.

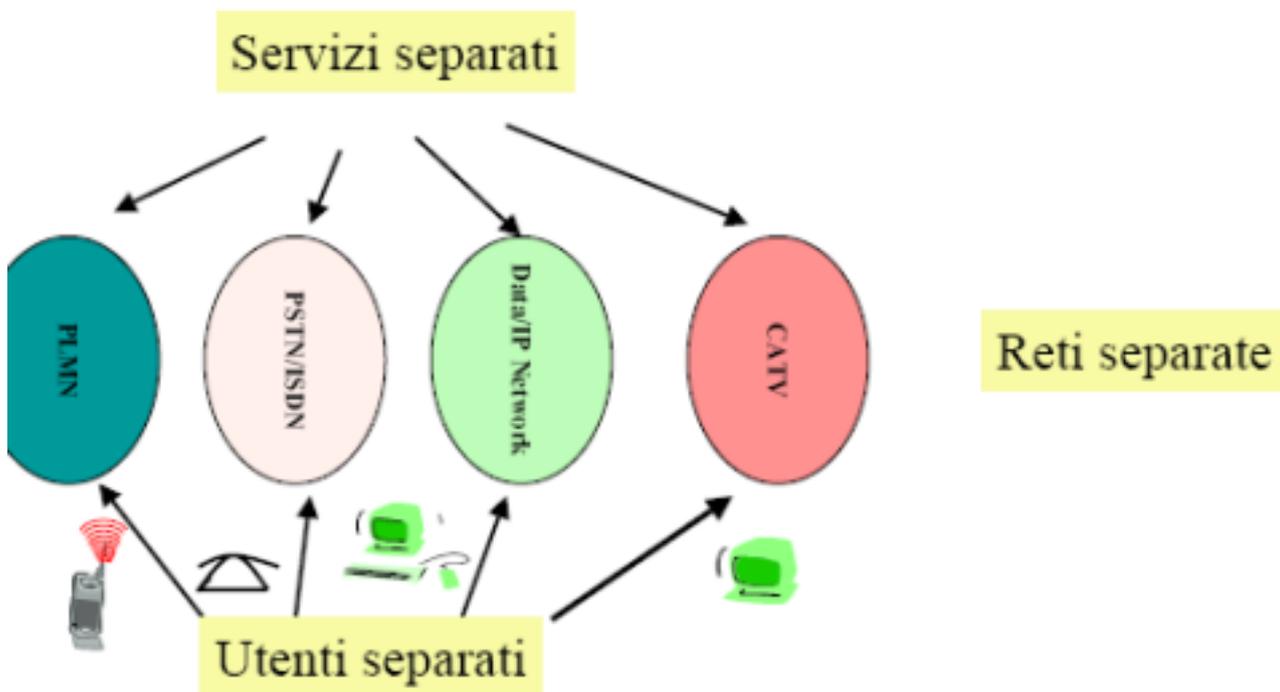


Figura 1.5: reti separate

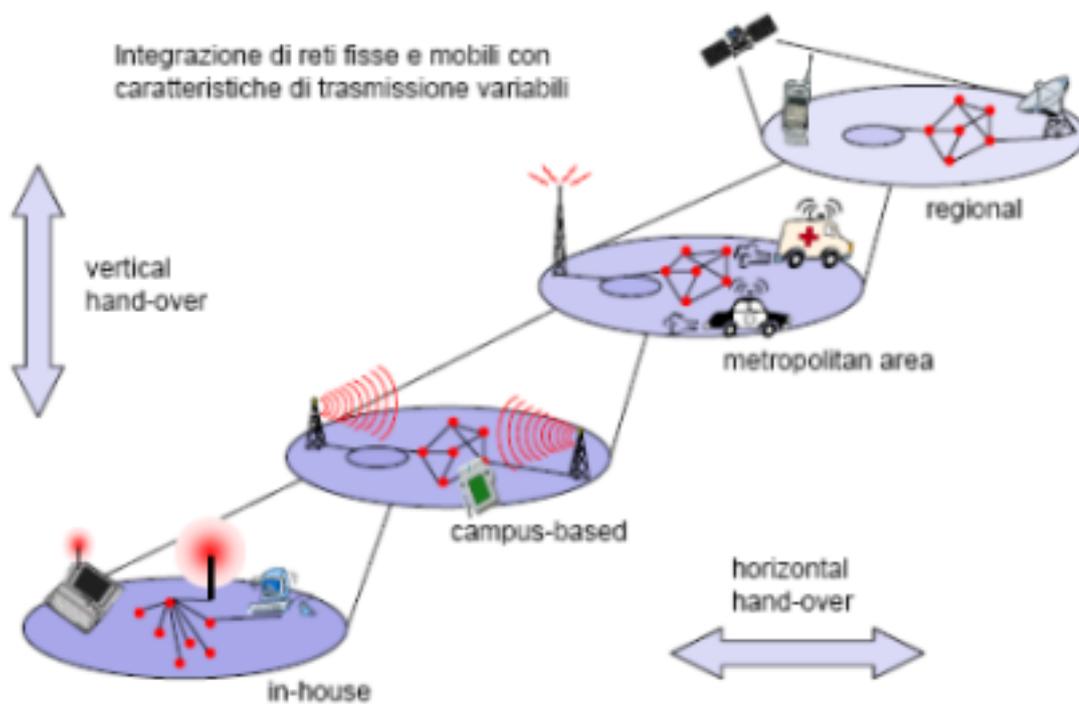


Figura 1.8: Integrazione di reti di tipo overlay

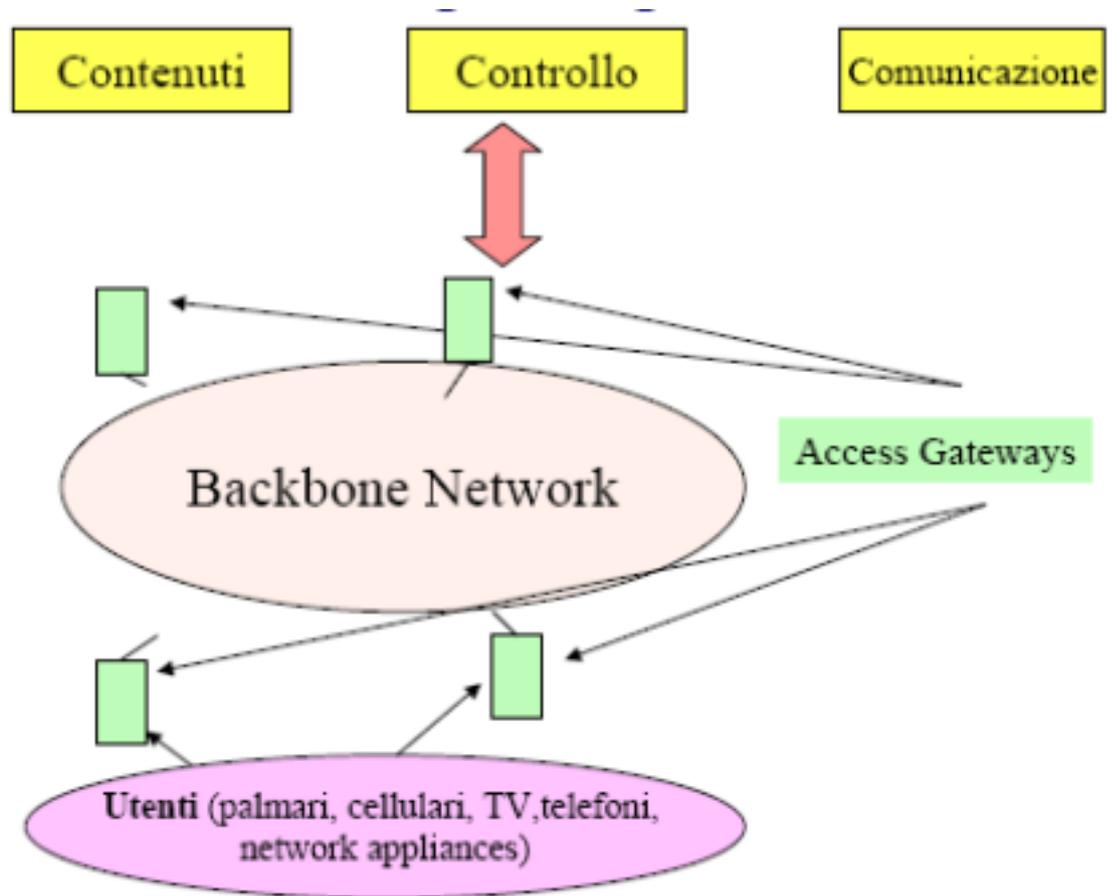


Figura 1.6: convergenza globale

1.3 WLAN

Le **WLAN** hanno il ruolo di garantire un accesso più capillare rispetto ad una LAN in cui la rete è disponibile solo nei punti di accesso. Devono inoltre garantire servizi di **mobilità** (mobilità di apparato). Se si elimina la gerarchia presente nelle WLAN (ossia gli Access Point) e si considerano le reti ad hoc, queste funzionalità sono ancora allargate. Ciò si può avere facendo in modo che vi sia cooperazione tra gli utenti. Questo atteggiamento cooperativo dovrebbe essere presente anche in UMTS per eliminare il problema della cella (per es. se non si ha campo mentre un utente vicino ce l'ha si potrebbe risolvere il problema con la cooperazione). Il problema è di privacy e di batteria. Le WLAN possono essere classificate in varie tipologie, ognuna con caratteristiche ed obiettivi diversi:

- **reti aziendali**

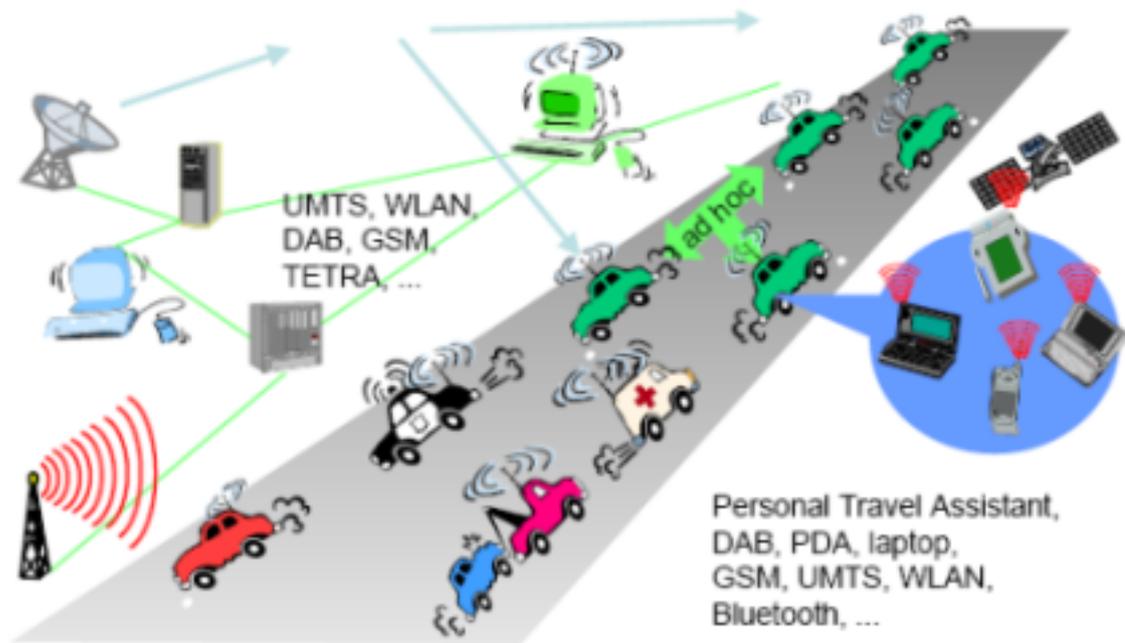


Figura 1.7: traffico autostradale

- reti per piccole società
- reti domestiche
- reti personali

Le reti wireless utilizzano per la trasmissione raggi infrarossi (raramente, es il telecomando) o onde radio. Le velocità di trasmissione nelle reti wireless sono generalmente inferiori rispetto a quelle ottenibili con le reti fisse (wired) a causa della maggiore ostilità del canale wireless. Le WLAN possono anche essere classificate in base alla infrastruttura:

- **reti infrastrutturate:** non interviene lo strato di rete ma solo quello fisico e data link
- **reti autoconfiguranti:**
 - **reti ad hoc:** nella rete ad hoc non c'è l'AP, gli attori interagiscono mediante protocolli peer to peer

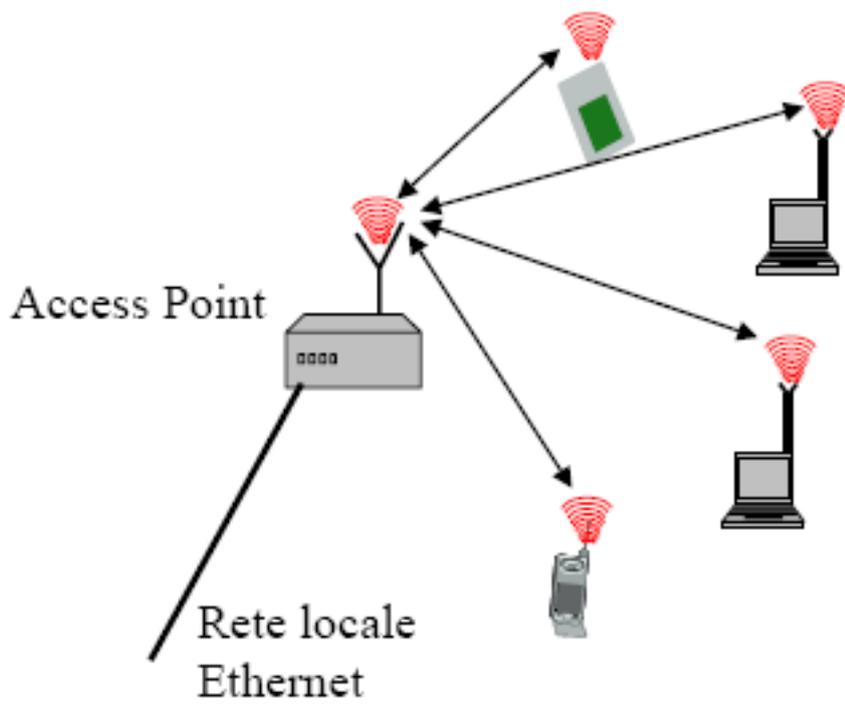


Figura 1.9: Rete infrastrutturata

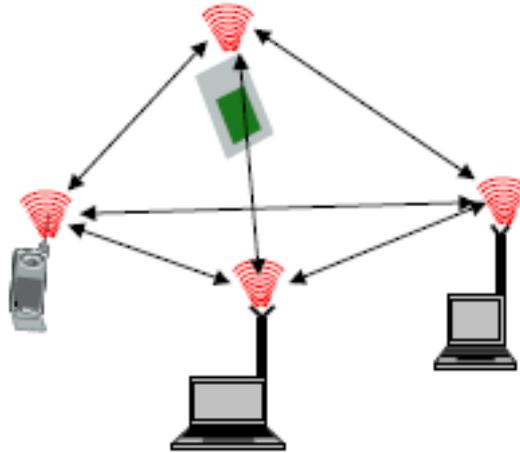


Figura 1.10: Rete ad hoc

- **reti di sensori:** la rete di sensori, a differenza di quella ad hoc, è caratterizzata da un numero elevato di terminali (sensori), mobilità ridotta (i sensori possono essere fuori servizio a causa delle batterie), necessità di connessione affidabile tra i nodi, minore capacità di elaborazione e di potenza rispetto alle reti ad hoc.

Capitolo 2

LEZIONE 2 - 6/3/08

2.1 Generalità sulle Reti Wireless

L'industria associata alla tecnologia wireless è una delle più grandi al mondo. Per comprendere facilmente ciò basta pensare alle applicazioni di tale industria: telefonia cellulare, accesso wireless ad Internet, WLAN, reti wireless domestiche, reti satellitari, reti per radiolocalizzazione (GPS). Per es. un'infrastruttura per telefonia cellulare ha tre compiti fondamentali:

1. **Gestire la mobilità**
2. **Fornire l'interfaccia tra la PSTN (Public Switch Telephony Network e le stazioni radio-base**
3. **Fornire le connessioni ai terminali mobili**

La rete cellulare wireless è costituita da telefoni mobili, la base station, link punto-punto ed interfaccia tra BS e PSTN per gestire la mobilità, come mostrato in figura 2.1.

La rete mostrata in figura è basata sulla connessione **voice-oriented** (II generazione) con certi requisiti di QoS (Quality of Service) garantiti. Per seconda generazione si intende una rete a commutazione di circuito (per es. GSM). GPRS è ancora di II generazione ma prevede anche la commutazione di pacchetto. WAP è a commutazione di circuito ma non è economico poiché si paga in base al tempo e non ai bit. Le reti voice-oriented sono utilizzate dunque nella telefonia cellulare, per i cordless locali e per PCS (Personal Communication Service). Di contro, una rete **data-oriented** non è basata sulla connessione ma i terminali sono sempre connessi alla rete. Gli elementi della rete mobile sono (vedi figura 2.2): i terminali mobili, gli AP (che sostituiscono le base station), i router per la gestione della mobilità e i

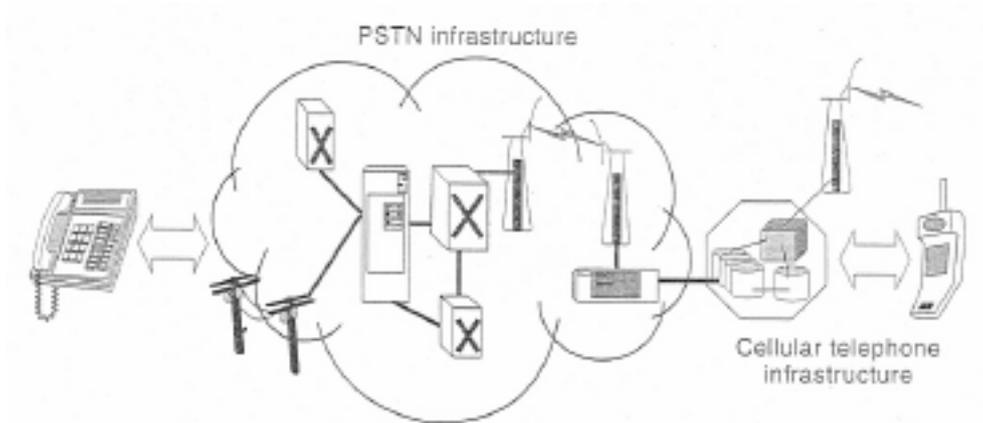


Figura 2.1: PSTN e la sua estensione per servizi di telefonia cellulare

link punto-punto. Le reti data-oriented sono utilizzate in *wide area wireless data*(Internet), in *local broadband e ad hoc* (WLAN, WPAN)

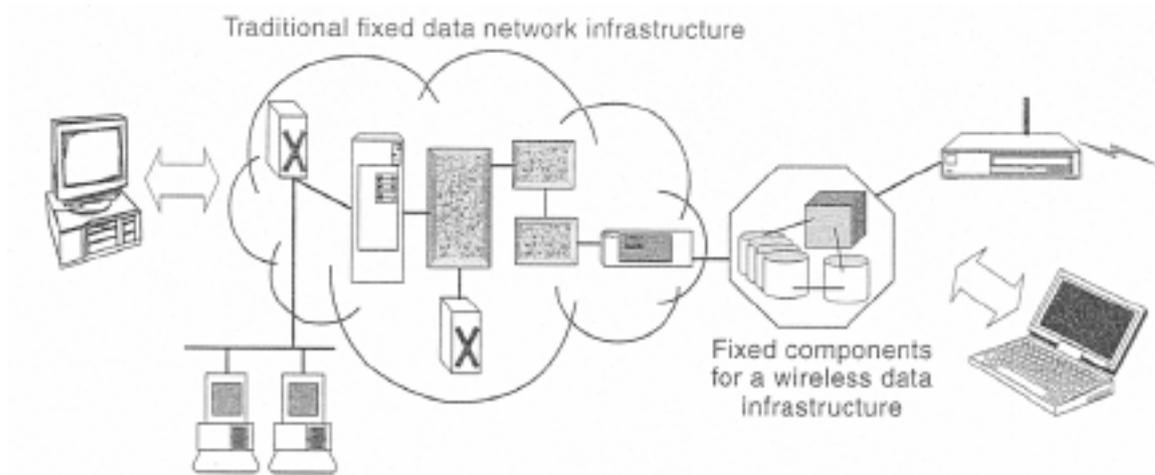


Figura 2.2: Internet e la sua estensione per i servizi wireless

2.2 Modelli per la perdita di percorso

2.2.1 Meccanismi di propagazione

Nella propagazione wireless il primo problema è che la banda è limitata poichè i range di frequenza per cui abbiamo certe proprietà (ad es. proprietà di vista) non sono molto elevati. Per cui la banda disponibile va regolamentata attraverso un ente che decide come usare le frequenze. La banda è una risorsa

preziosa per cui chi ce l'ha cerca di sfruttarla in maniera appropriata aumentando l'efficienza spettrale per avere maggiore bit-rate. L'efficienza spettrale è dunque fondamentale nelle comunicazioni wireless.

$$\frac{Rb}{W} = \frac{\text{bitrate}}{\text{banda monolatera}} = \text{efficienza spettrale}$$

Oltre alla banda regolamentata vi è anche la banda non regolamentata: ISM (Industrial, Scientific, Medical). La banda regolamentata si paga, quella non regolamentata no. Per questo motivo la seconda è più affollata ed è soggetta a maggiori problemi di interferenze. Ecco alcuni esempi di bande utilizzate da diverse applicazioni: 1 GHz cellulari, 2 GHz PCS e WLAN, 5 GHz WLAN, 28-60 GHz LMDS (local multipoint distribution service e non operano in linea di vista). Andando più su con la banda bisogna operare in linea di vista (bande elevate si utilizzano per applicazioni punto-punto). Per la mobilità si utilizzano frequenze più basse proprio perchè si può operare in non linea di vista. All'aumentare della frequenza aumenta il bit-rate e diminuisce la capacità di penetrazione degli ostacoli. Il vantaggio aumentando la frequenza è che aumenta la banda disponibile (bit-rate) poichè il rapporto $\frac{B}{W}$ è limitato. Se aumenta W, poichè i valori che limitano il rapporto sono fissi, aumenta B. Questo è il motivo per cui per es. la fibra ottica ha una banda ampia. Nel wireless le proprietà del canale non sono stazionarie come in un canale wired. Ciò è fondamentale per equalizzare (rimediare alle distorsioni) il canale. Se il canale varia rapidamente non si può equalizzare adeguatamente la risposta del canale. Per es. il modem ADSL è wired dunque stazionario. All'accensione del modem si ha una prima fase di contrattazione per avere un'idea del canale e poter trasmettere in maniera ottimizzata. Su porzioni di banda, in cui la qualità è buona, si può trasmettere a velocità più elevate, su altre meno. Sul canale wireless, a differenza del wired, non si può trasmettere punto-punto poichè il canale è per sua natura broadcasting. I meccanismi di propagazione sono più complicati rispetto alla propagazione guidata in cui posso sempre cercare di utilizzare un modello deterministico per il canale. Le lunghezze d'onda utilizzate ($f > 800\text{MHz}$, $\lambda < 1\text{m.}$) sono molto più piccole delle dimensioni degli edifici \Rightarrow metodo dell'ottica geometrica. Nell'ottica geometrica vi sono tre regioni che differiscono per la distanza dalla base station:

- **distanza di trasmissione:** si riceve con BER (bit error rate) basso
- **distanza di rivelazione:** si riceve con BER più alto (il rapporto segnale-rumore si abbassa)
- **distanza di interferenza:** non si può neanche rilevare il segnale utile

Se il rapporto segnale-rumore aumenta si può aumentare la velocità di trasmissione. Dunque più ci si trova nella distanza di trasmissione più si può aumentare la velocità di trasmissione. Esiste un trade-off tra rapporto segnale-rumore e velocità di trasmissione. Vi sono tre possibili meccanismi di trasmissione:

- **riflessione e trasmissione:** le dimensioni degli ostacoli $\gg \lambda$. E' importante in applicazioni indoor. In applicazioni outdoor le riflessioni multiple rendono l'ampiezza del segnale trascurabile.
- **diffrazione:** è causata da onde che incidono sui bordi di un ostacolo creando sorgenti secondarie. Un ostacolo diventa una sorgente in base al segnale che gli è pervenuto sui bordi. Meno importante in ambienti indoor perchè i segnali riflessi sono molto più intensi poichè le distanze sono relativamente più piccole.
- **scattering:** causato da oggetti con superfici irregolari. Gli oggetti hanno dimensione dell'ordine della lunghezza d'onda o inferiore.

Le due immagini seguenti mostrano uno scenario indoor ed uno outdoor. In quello outdoor si ha un canale multi-path(es. quando in TV arrivano le doppie immagini)

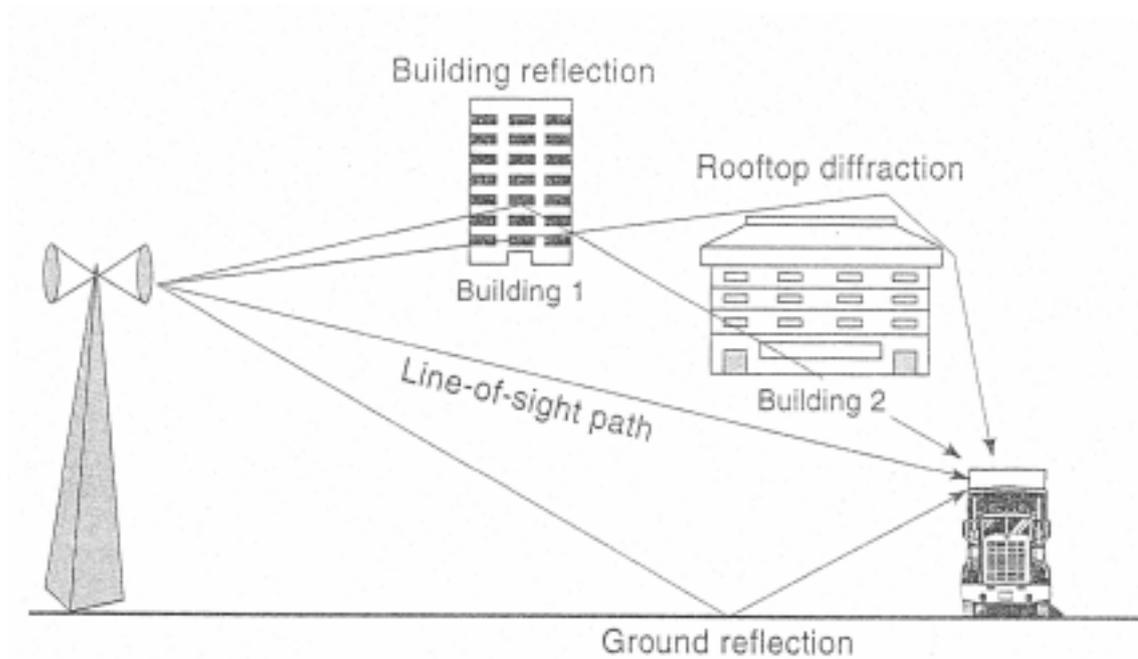


Figura 2.4: meccanismo di radio propagazione in uno scenario outdoor

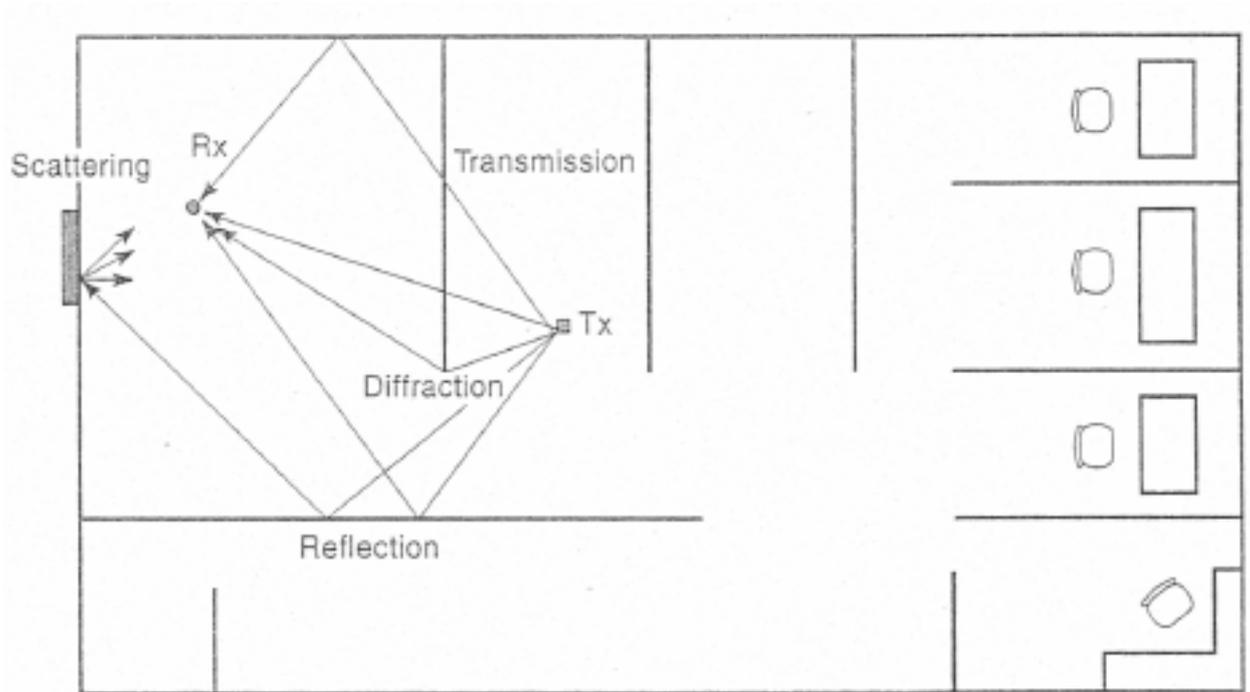


Figura 2.3: meccanismo di radio propagazione in uno scenario indoor

$$r(t) = \Re \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G_l} e^{j2\pi d}}{4\pi d} u(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

$r(t)$ rappresenta il segnale ricevuto (componente utile) $u(t)$ l'impulso banda base (es. rettangolare): se $u(t)$ reale e sostituisco all'esponenziale la relazione di Eulero ho un segnale sinusoidale. E' messo in questa forma poichè semplifica i conti con segnali passabanda. λ è la lunghezza d'onda. $\sqrt{G_l}$ è la media geometrica tra i guadagni G_t e G_r . P_r è la potenza media ricevuta. d è la distanza tra ricevitore e trasmettitore.

Esempio per comprendere meglio la questione del passabanda $\cos(\omega_0 t + \theta(t)) \cos(\omega_0 t + \beta(t))$ se considero al posto del coseno il fasore $e^{j\omega_0 t + \theta(t)}$ il prodotto tra i fasori è più semplice poichè viene la somma delle fasi. La forma tipica del segnale passabanda è: $A(t)\cos(\omega_0 t + \alpha(t))$ in cui $A(t)$ rappresenta la modulazione in ampiezza e $\alpha(t)$ la modulazione in fase. Tale segnale varia in maniera sufficientemente lenta rispetto alla portante.

2.2.2 Propagazione in spazio libero

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

In questa relazione P_r rappresenta la potenza media ricevuta, d la distanza tra ricevente e trasmittente. Più in generale la relazione può essere scritta come:

$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^\alpha$ con $2 \leq \alpha \leq 6$ e α rappresenta il gradiente di perdita (esponente path-loss).

La situazione è più sfavorevole quando α è più elevato. Nello spazio libero, poichè α è pari a 2 la potenza decade con $d^2 \Rightarrow 10 \log d^2 = 20 \log d \Rightarrow 20 \text{db}$ per decade

2.2.3 Modello con due raggi

Il modello con due raggi ha in ricezione due segnali: LOS (Line of sight path) ed il segnale riflesso. Tale modello si utilizza quando il percorso dovuto alla riflessione della terra è predominante. La potenza media ricevuta in questo modello è pari a:

$$P_r = P_t G_t G_r h_t^2 h_r^2 / d^4 \Rightarrow 40 \text{ db per decade}$$

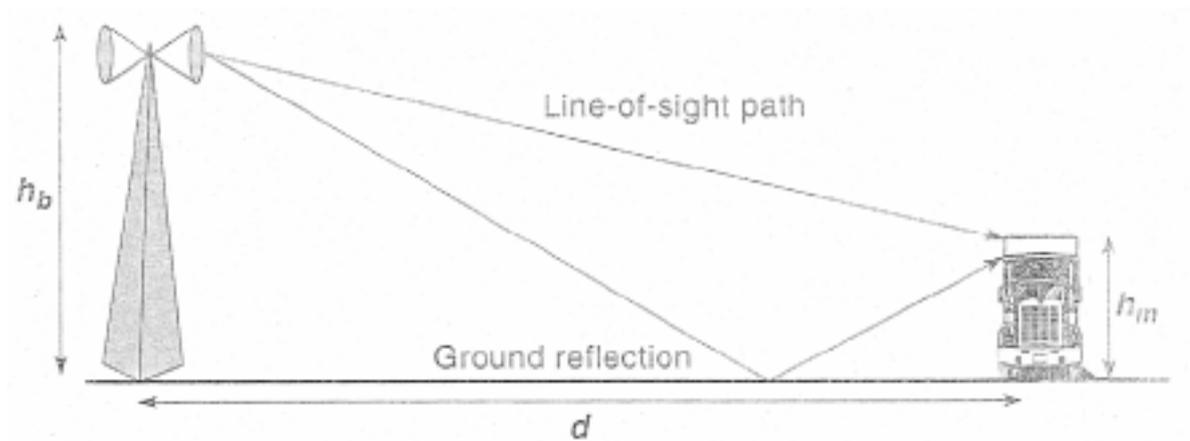


Figura 2.5: modello a due raggi per uno scenario radio mobile

h_t e h_r rappresentano rispettivamente l'altezza del trasmittente e del ricevente. In questo modello si ha un decadimento più sostanziale rispetto allo spazio libero poichè decade con la potenza quarta della distanza. La distanza critica è pari a:

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

$d > d_c P_r$ ossia decresce monotonicamente di 40 db per decade. Ciò significa che le due componenti si combinano solo distruttivamente.

Esempio in una rete indoor: $h_t = 3m$, $h_r = 2m$ ed $f_c = 2GHz$, calcolare d_c
 $d_c = 4 * 3 * 2 * \frac{2*10}{3*10^8} = 160m$

Esempio: Una base-station copre 1 Km (3 decadi). Assumendo il modello a due raggi si hanno 40dB per decade e, quindi, 120 dB di attenuazione. In un collegamento satellitare con il modello in spazio libero la stessa attenuazione si ha con sei decadi (120/20) cioè 1000 Km. Il modello terrestre (con base station) è più sfavorevole rispetto a quello satellitare (spazio libero) come si può vedere dall'esempio. Lo svantaggio satellitare è che è doppio il round trip (tempo di andata e ritorno)

2.2.4 Relazione potenza-distanza

La **relazione potenza-distanza** è: $P_r = P_0 d^{-\alpha}$ dove α è il gradiente potenza-distanza e dipende dal meccanismo di propagazione e dall'ambiente non dai materiali (ad es. nello spazio libero è =2), P_0 rappresenta la potenza ricevuta ad una distanza di riferimento (1 m).

$10 \log P_r = 10 \log P_0 - 10\alpha \log d \Rightarrow 10\alpha$ dB di attenuazione per decade. Se si definisce:

$$L_0 = 10 \log P_t - 10 \log P_0$$

$$L_p = L_0 + 10\alpha \log d \Rightarrow P_r(dB) = P_t(dB) - L_p$$

$$L_p = P_t(dB) - P_r(dB)$$

L_p rappresenta la perdita di percorso. Conoscendo la potenza trasmessa, l'attenuazione complessiva e la sensibilità del ricevitore si può calcolare l'area di copertura. La sensibilità del ricevitore è la distanza minima per cui il ricevitore funziona correttamente.

Esempio: Quale è la copertura di un sistema che utilizza una potenza trasmessa di 2 KW con un ricevitore che ha una sensibilità di -100dBm, con una $L_0 = 32dB$ e $\alpha = 4$

$$10 \log P_t = 10 \log \frac{2000}{10^{-3}} = 60 + 10 \log 2 = 63dBm$$

$$10 \log P_t - 10 \log P_r = 63 - (-100) = 163dB$$

$$163 = 32 + 40 \log d \Rightarrow 40 \log d = 131 \Rightarrow d = 10^{\frac{131}{40}} = 1.88Km$$

Per calcolare α bisogna fare una serie di misure e poi effettuare il best

fit. Conoscere α permette di sapere il meccanismo di propagazione quanto si discosta dal caso libero.

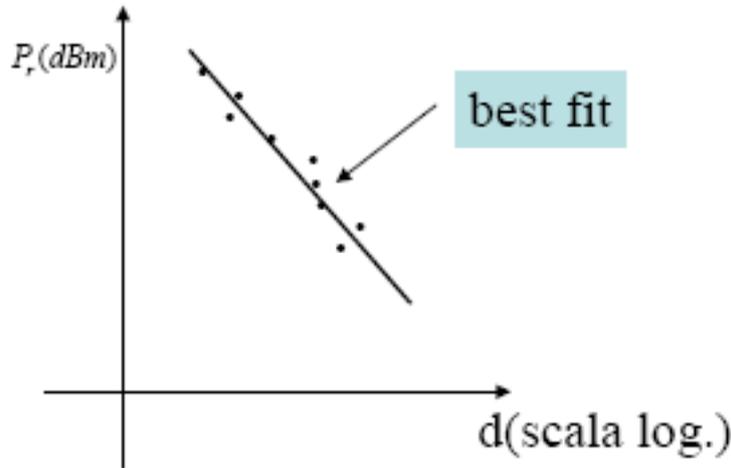


Figura 2.6: esempio di best fit

2.2.5 Shadow fading

Il modello distanza-potenza stima in realtà il valore medio della potenza ricevuta. A causa degli oggetti circostanti ci saranno delle variazioni rispetto al valore stimato a parità di distanza (fading lento o Shadow Fading). Se si misura la potenza in un certo punto non si ottiene sempre lo stesso valore a causa degli ostacoli. Si parla di shadow fading perché il segnale è “bloccato” da ostacoli riflettenti (es., edifici). Si parla di fading lento perché le variazioni con la distanza sono molto più contenute rispetto a quelle dovute ad altri fenomeni (multipath, doppler). Misurando la potenza in un punto e in punti ad esso vicino ci si accorge che c'è una variazione di potenza lenta in riferimento a meccanismo multipath. La perdita di percorso nel caso di shadow fading si riscrive come:

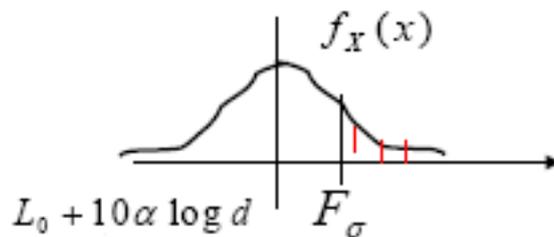
$\hat{L}_p = L_0 + 10\alpha \log d + X$ dove X è una variabile aleatoria normale $N(\mu, \sigma)$ legata allo shadow fading. Se X è gaussiana allora la variazione $Y=e^x$ è una variabile aleatoria lognormale. A causa dello shadow fading l'ampiezza del segnale ricevuto può essere non sufficiente a garantire una rivelazione affidabile. Ossia la copertura può non essere più garantita rispetto al caso a due raggi. Bisogna far in modo che la copertura sia garantita per un certo tempo con una certa probabilità. Per fare ciò bisogna aumentare la potenza di trasmissione per garantire la copertura per un certo tempo e sarà tanto

maggiore quanto maggiore sarà σ . Bisogna cioè aggiungere un margine di fading per assicurarsi che una certa percentuale di ricevitori sia in copertura. Per riconoscere il fading a lungo termine si effettua la media in un intervallo di 100 metri

$L_p = L_0 + 10\alpha \log d + F_\sigma$ con F_σ margine di fading, ossia rappresenta l'incremento di potenza di trasmissione per far sì che con una certa probabilità la copertura sia garantita.

Esercizio: Si vuole garantire che il 95 dei RX siano in copertura al limite della cella nel caso di un fading lento con distribuzione gaussiana di media zero e deviazione standard 8dB.

F_σ : 95 dei RX è OK. F_σ rappresenta il valore in corrispondenza del quale la probabilità di $X > F_\sigma = 1 - 0.95 = 0.05$



$L_0 + 10\alpha \log d$ rappresenta il valore della potenza senza fading su cui è centrata la gaussiana. L'ampiezza della gaussiana è data dalla deviazione standard.

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\pi} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \Rightarrow P\left(\frac{X}{8} \geq \frac{F_\sigma}{8}\right) = Q\left(\frac{F_\sigma}{8}\right) = 0.05 \Rightarrow \frac{F_\sigma}{8} = 1.7 \Rightarrow F_\sigma = 13.6$$

2.3 Modelli di attenuazione di percorso

2.3.1 Megacelle

Sono celle di dimensioni dell'ordine delle centinaia di Km (reti satellitari Low Earth Orbith - LEO). La perdita di percorso è usualmente come quella dello spazio libero e non si considera shadow fading.

$$L_p = L_0 + 10\alpha \log d \text{ con } \alpha = 2$$

2.3.2 Macrocelle

Sono dell'ordine delle decine di Km: celle per la telefonia cellulare (900 MHz, 1800 MHz). Il modello a cui fanno riferimento è quello empirico di

Okumura-Hata che è utilizzato per il GSM. E' un modello empirico poichè calcolato sulla base di misure e sperimentazioni.

$L_p = 69.55 + 26.26 \log f_c - 13.82 \log h_b - a(h_m) + [44.9 - 6.55 \log h_b] \log d$ con f_c in MHz, h_b altezza della base station in metri, h_m altezza del terminale in metri e la distanza d in Km. I valori assegnati a tali parametri sono delimitati da vari range descritti dall'immagine seguente.

$$f_c \in (150, 1500) \text{ MHz}$$

$$h_b \text{ (altezza della BS)} \in (20, 200) \text{ metri}$$

$$h_m \text{ (altezza del Mobile)} \in (1, 10) \text{ metri}$$

$$a(h_m) \text{ in dB} \begin{cases} \text{grandi città} \begin{cases} f_c \leq 200 \text{ MHz} : 8.29 [\log(1.54 h_m)]^2 - 1.1 \\ f_c \geq 400 \text{ MHz} : 3.2 [\log(11.75 h_m)]^2 - 4.97 \end{cases} \\ \text{medie o piccole città } 150 \leq f_c \leq 1500 \text{ MHz} : [1.1 \log f_c - 0.7] h_m - (1.56 \log f_c - 0.8) \end{cases}$$

Figura 2.7: range di valori

Per aree suburbane vi è un fattore correttivo da sottrarre:

$$K_r(dB) = 2[\log(\frac{f_c}{28})]^2 + 5.4$$

Esercizio: Determinare il path loss di un sistema cellulare a 900 MHz di una grande città che utilizza una base station alta 100 m e un terminale con antenna a 2m e distanza dalla BS di 4Km.

$$a(h_m) = 3.2[\log 11.75 * 2]^2 - 4.97 = 1.045 \text{ dB}$$

$$L_p = 69.55 + 26.26 \log 900 - 13.82 \log 100 - a(2) + [44.9 - 6.55 \log 100] \log 4 = 137.3 \text{ dB}$$

Il modello O-H è stato esteso con il modello COST-23 per 1800-2000 MHz in ambiente urbano per grandi città.

2.3.3 Microcellulare

Sono celle dell'ordine delle centinaia di metri o al più di un Km. Le forme delle celle non sono più circolari perché gli edifici non lasciano attraversare il segnale e fungono da linea d'onda per cui le onde sono rettangolari. Si formano dei Kenyon e la forma delle celle è rettangolare o a croce. Il modello è simile a quello di O-H.

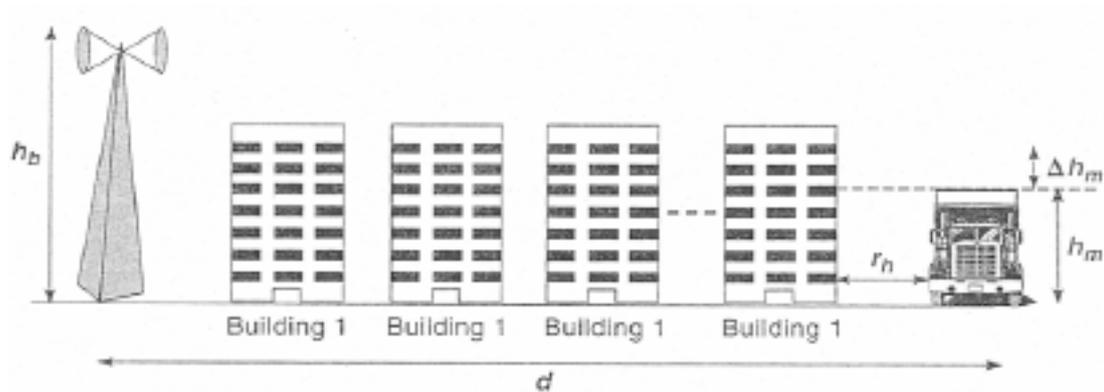


Figura 2.8: esempio di geometria di microcella

Δh è la differenza tra l'altezza media degli edifici e l'antenna ricevente. La situazione è più favorevole se si è ad un'altezza maggiore rispetto a quella degli edifici. $\Delta h \in (-6m, 8,)$. In situazioni di LOS vi sono due differenti valori di α : regione near-end(campo vicino) e regione far-out(campo lontano). La tabella seguente mostra delle formule empiriche per le microcelle al variare degli scenari. Esistono modelli teorici per lo scenario microcellulare adottati anche da standard.

Environment	Scenario	Path Loss Expression
Low Rise	NLOS	$L_p = [139.01 + 42.59 \log f_c] - [14.97 + 4.99 \log f_c] \text{sgn}(\Delta h) \log(1 + \Delta h) + [40.67 - 4.57 \text{sgn}(\Delta h) \log(1 + \Delta h) \log d + 20 \log (\Delta h_m/7.8) + 10 \log (20/r_h)]$
High Rise $h_m = 1.6m$	Streets perpendicular to the LOS streets	$L_p = 135.41 + 12.49 \log f_c - 4.99 \log h_b + [46.84 - 2.34 \log h_b] \log d$
	Streets parallel to the LOS Streets	$L_p = 143.21 + 29.74 \log f_c - 0.99 \log h_b + [47.23 + 3.72 \log h_b] \log d$
Low Rise + High Rise	LOS	$L_p = 81.14 + 39.40 \log f_c - 0.09 \log h_b + [15.80 - 5.73 \log h_b] \log d, \text{ for } d < d_{ok}$ $L_p = [48.38 - 32.1 \log d] + 45.7 \log f_c - (25.34 - 13.9 \log d) \log h_b + [32.10 + 13.90 \log h_b] \log d + 20 \log (1.6/h_m), \text{ for } d > d_{ok}$

- **Low-ricce**(raggio basso): non si è in LOS ma in NLOS, il segnale non arriva per via diretta
- **High-ricce**(raggio alto): si è in una situazione LOS, ossia al ricevitore arriva il raggio diretto. Si distingue tra due possibilità: raggio parallelo o perpendicolare alle strade.

- **combinazione low-ricce e high-ricce:** vi è una linea LOS ma anche linee NLOS, è la situazione più favorevole

2.3.4 Picocellulare

Celle che coprono un edificio o parte di esso (30m-100m). Il modello si utilizza per W-LAN, W-PBX e PCS che operano in ambiente indoor. E' stata proposta una relazione distanza-potenza. Esistono modelli empirici per l'attenuazione di percorso.[PAH95]. Si possono considerare diverse tipologie di scenari.

- **Scenario Multipiano**(edificio con più piani): si può utilizzare questo modello per la perdita di percorso.

$L_p = L_0 + nF + 10 \log d$ dove n è il numero dei piani tra trasmettitore e ricevitore, F è l'attenuazione per piano e dipende dalla frequenza(10 dB per misure a 900 MHz, 16 dB per misure a 1.6 GHz), d è la distanza tra trasmettitore e ricevitore. L'attenuazione aumenta linearmente. La presenza di arredamento nell'ambiente causa Shadow Fading con distribuzione lognormale con $\sigma = 4dB$, dunque a partire da σ si può calcolare il margine di fading.

- **JTC:** è un modello empirico.

$\hat{L}_p = A + L_f(n) + B \log d + X$ dove X è una variabile aleatoria che rappresenta lo shadow fading e $L_f(n)$ è una funzione non lineare, A è un'attenuazione costante che dipende dall'ambiente, B è l'attenuazione per decade. Questo modello lavora a 1.8 GHz per cui va forzato per poter lavorare in WiFi(2.4 GHz).La tabella seguente mostra vari scenari applicativi di tale modello ed emerge che il fading più favorevole si ha per $\sigma = 8$

Ambiente	Resid.	ufficio	Commerciale
A(dB)	38	38	38
B	28	30	22
$L_f(n) \text{ dB}$	4n	15+4(n-1)	6+3(n-1)
σ	8	10	10

- **modello con perdite dipendenti dal tipo di separazione:** porta in conto i vari tipi di materiali utilizzati per le pareti. Tali materiali incidono sulle attenuazioni.

$L_p = L_0 + 20 \log d + \sum m_{type} w_{type}$ dove m_{type} e w_{type} rappresentano rispettivamente il numero di separazioni dello stesso tipo e l'attenuazione in dB ad ogni tipo di separazione. La tabella seguente mostra qualche esempio di attenuazione in relazione al materiale utilizzato.

Attenuazione a 2.4GHz	dB
Finestra con parete in mattoni	2
Cornice metallica, parete in vetro	6
Parete di ufficio	6
Porta metallica in parete di ufficio	6
Muro di mattoni forati	4
Porta metallica in pareti di mattoni	12.4
Parete di mattoni in prossimità di porta metallica	3

2.3.5 Femtocellular

Si utilizza per distanze inferiori alle decine di metri. Esempi di applicazioni possono essere Bluetooth o HomeRF (radiofrequenze casalinghe) con una banda inferiore ad 1 Mbps. Può essere utilizzato il modello JTC per zone residenziali con frequenze a 1.8 GHz. Per applicazioni in ISM a 2.4 5 GHz si può ricorrere a:

$$L_p = L_0 + 10\alpha \log d$$

Center Frequency f_c	Environment	Scenario	Path Loss at the First Meter	Path Loss Gradient α
2.4 GHz	Indoor office	LOS	41.5 dB	1.9
		OLOS	37.7 dB	3.3
5.1 GHz	Meeting room	LOS	46.6 dB	2.22
		OLOS	61.6 dB	2.22
5.2 GHz	Suburban residences	LOS and same floor	47 dB	2 to 3
		OLOS and same floor		4 to 5
		OLOS and room in the higher floor directly above the Tx		4 to 6
		OLOS and room in the higher floor not directly above the Tx		6 to 7

Figura 2.9: Modelli path loss a 2.4 e 5 GHz per femtocellule

Capitolo 3

LEZIONE 3 - 10/3/08

3.1 Short-range fading

I termini short-range e long-range si riferiscono all'intervallo in cui si va ad effettuare la media. Lo shadow fading nasce dalla presenza di ostacoli e la potenza è mediata su intervalli sufficientemente grandi. Per visualizzare lo shadow fading bisogna considerare un punto, poi un altro e così via nel raggio di 100 metri e se ne fa la media. Se per es. si allunga l'intervallo ad 1 Km il fenomeno non lo si vede più. Per visualizzare una variazione più sensibile bisogna accorciare l'intervallo in cui si calcola la media. Gli effetti che si vuol misurare e che condizionano le prestazioni di un canale wireless sono due:

- **multipath**: in un punto arrivano più segnali da percorsi differenti, vi è la presenza di più percorsi
- **effetto doppler**: è dovuto al moto relativo tra trasmettitore(TX) e ricevitore(RX), ossia al moto relativo radiale. Un esempio è rappresentato dalla situazione in cui si è in treno e se ne incrocia un altro se quest'ultimo manda un segnale acustico ci si rende conto della variazione di tono in relazione al fatto che tra il treno che trasmette e l'altro treno vi è una velocità radiale. La velocità radiale tra trasmettitore e ricevitore modifica la frequenza della portante e la frequenza è più alta o più bassa a seconda di se ci si sta avvicinando o allontanando. Tale effetto è dovuto al fatto che il canale non è stazionario. Quando vi è una variabilità delle caratteristiche del canale vi è effetto doppler.

Per evidenziare questi 2 fenomeni le medie vanno eseguite su scale brevi(short-range fading) dell'ordine di $\lambda/2 (< 10m)$. Per quel che riguarda il multipath il segnale ricevuto è costituito dalla somma di una molteplicità di repliche del segnale trasmesso che sono giunte da percorsi differenti (multipath) e

quindi sono caratterizzate da attenuazioni (trasmetto un'ampiezza e ne arriva un'altra), ritardi, e fasi differenti. Questa combinazione di repliche genera un segnale che può avere sensibili variazioni con la distanza perché le fasi delle singole repliche variano molto con la distanza.

Si parla di **fase** di un segnale quando ci si riferisce ad un segnale passabanda (ad es. sinusoidale). Ricordiamo che un segnale passabanda si può scrivere come:

$x(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t))$ dove $A(t)$ e $\theta(t)$ rappresentano modulazione in ampiezza ed in fase. Questi due segnali hanno una banda molto più piccola rispetto alla frequenza f_c . Le variazioni di $A(t)$ e $\theta(t)$ sono molto lente rispetto alla portante. La fase del segnale passabanda è dunque $\theta(t)$. Il segnale passabanda può anche essere visto nel seguente modo: $A(t) \cos(\theta(t)) \cos(2\pi f_c t) - A(t) \sin(\theta(t)) \sin(2\pi f_c t)$ in cui $A(t) \cos(\theta(t))$ rappresenta la componente in fase e $A(t) \sin(\theta(t))$ la componente in quadratura. La fase è l'arcotangente del rapporto tra la componente in fase e quella in quadratura.

Un modello analitico per rappresentare lo short-range fading è il seguente:

$s(t) = \Re \{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \}$ dove $s(t)$ rappresenta il segnale trasmesso con $u(t)$ equivalente passabasso di banda monolaterale B_u (involuppo complesso del segnale trasmesso). Il segnale ricevuto a meno del rumore additivo sarà:

$$r(t) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{L(t)} \alpha_n(t) u(t - \tau_n(t)) e^{j(2\pi f_c(t - \tau_n(t)) + \phi_{D_n})} \right\}$$

Vi è una sommatoria poichè vi sono più repliche dovute a più percorsi. Il numero dei termini della sommatoria è $L(t)+1$. E' $L(t)$ poichè è tempo variante e dunque il numero dei percorsi può variare con il tempo

- $n=0$ indica la replica principale dovuta al percorso diretto LOS;
- $n \neq 0$ porta in conto repliche NLOS
- $\alpha_n(t)$ è l'ampiezza dell' n -esimo percorso
- $\tau_n(t)$ rappresenta il ritardo associato alla replica
- ϕ_{D_n} è il contributo di fase dovuto all'effetto doppler
- $L(t)$ è il numero di percorsi risolvibili

Si parla di percorsi risolvibili poichè una replica potrebbe essere dovuta a più repliche con ritardi prossimi tra loro e ciò fa sì che le repliche si sovrappongono. Se le repliche sono distanziate di un intervallo ampio rispetto alla durata allora sono riconoscibili ossia risolvibili, mentre nel caso contrario si sovrappongono. L'n-simo percorso risolvibile può essere generato da un singolo scatterer o da un cluster di scatterer non risolvibili. Se i ritardi τ_i e τ_j di due componenti sono molto diversi si ha:

$|\tau_i - \tau_j| \gg 1/B_u \simeq T$ ($B_u \equiv$ banda di $u(t)$) \Rightarrow le componenti sono risolvibili e si parla di fading a banda larga. Più B_u è grande più è a banda larga. Se invece si ha che

$\tau_1 \simeq \tau_2 \simeq \tau \Rightarrow u(t - \tau_1) \simeq u(t - \tau_2)$ ossia le due repliche sono la stessa cosa (per l'ampiezza e non per la fase) e dunque si sovrappongono, ossia i percorsi non sono risolvibili ed i contributi si combinano in un unico percorso (cluster di scatterers non risolvibili). I canali a banda larga hanno percorsi risolvibili e ciò implica che ogni termine della somma corrisponde ad una riflessione oppure a cluster di percorsi non risolvibili. Se ogni termine è dovuto ad un cluster di scatterer, $\alpha_n(t)$ varia molto più sensibilmente con la distanza a causa delle variazioni di fase dei singoli contributi non risolvibili. Definiamo ora il contributo di fase globale (dovuto sia al doppler che al ritardo):

$$\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_{D_n}$$

Il segnale reale $r(t)$ si può esprimere in maniera più compatta nella seguente forma per visualizzare la presenza dell'equivalente passabasso del segnale che ricevo (involuppo complesso di quello che ricevo) indicato con $\tilde{r}(t)$:

$$r(t) = \Re \left\{ \underbrace{\sum_{n=0}^{L(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} u(t - \tau_n(t)) e^{j2\pi f_c t}}_{\tilde{r}(t)} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow u(t) \rightarrow \tilde{r}(t) = \sum_{n=0}^{L(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} u(t - \tau_n(t))$$

Il legame ingresso uscita è lineare cioè attraverso un sistema lineare tempo variante si ottiene dal segnale $u(t)$ il segnale ricevuto. Si può facilmente verificare che è un sistema lineare poichè vale il principio di sovrapposizione degli effetti. E' tempo variante (TV) poichè i parametri coinvolti variano con il tempo (t rappresenta l'istante di osservazione). Per calcolare la risposta impulsiva bisogna applicare in ingresso un impulso di Dirac. Poichè il sistema è LT bisogna applicare un impulso che sia ritardato di un certo t_0 . Assumiamo l'impulso pari a:

$\delta(t - (t - \tau))$ con $\tau = t - t_0$ che rappresenta la differenza tra l'istante di

ingresso e quello di uscita.

$$\delta(t - (t - \tau)) \rightarrow h(t, \tau) = \sum_{n=0}^{L(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t))$$

La risposta impulsiva non dipende solo da τ ma separatamente da t e τ per cui la risposta impulsiva è in tempo ritardo e ciò implica che il canale è tempo variante. Questo modello rappresentato è un modello discreto; per rappresentarlo in maniera continua bisogna sostituire la sommatoria con l'integrale. $h(t, \tau)$ rappresenta l'equivalente passabasso del sistema. Per calcolare

la risposta reale del sistema bisogna considerare $\Re \{h(t, \tau) e^{j2\pi ft}\}$

Se i parametri $\alpha_n(t)$ e $\tau_n(t)$ non dipendono dal tempo ossia sono stazionari il modello diventa lineare tempo invariante (LTI). Tale modello si utilizza quando si sfrutta il canale per un tempo breve per cui i parametri possono essere considerati costanti. La risposta impulsiva non è più $h(t, \tau)$ ma è $h(\tau)$:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=0}^L \alpha_n e^{-j\phi_n} \delta(t - \tau_n) = h(\tau)$$

Il canale introduce una dispersione temporale la cui entità, se i τ_n sono deterministici, può essere misurata come il massimo ritardo rispetto al contributo LOS oppure al ritardo:

$$T_m = \left\{ \max_n |\tau_n - \tau_0| \right\} \text{ dove } T_m \text{ è il tempo di multipath e rappresenta il}$$

massimo tra tutti i possibili ritardi. La dispersione temporale del canale è legata al multipath. Il delay spread allunga la durata del canale senza interferenza intersimbolica (nasce dalla frequenza di più simboli sul canale seppur trasmessi sequenzialmente). Più T è grande più il canale sarà caratterizzato da dispersione temporale. Una parametro alternativo al tempo di multipath è τ_{rms} che rappresenta l'RMS delay spread:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^L \tau_k^2 \sigma_k^2}{\sum_{k=1}^L \sigma_k^2} - \left(\frac{\sum_{k=1}^L \tau_k \sigma_k^2}{\sum_{k=1}^L \sigma_k^2} \right)^2}$$

In seguito si daranno definizioni del delay spread che utilizzano funzioni statistiche della risposta impulsiva del canale. Per modello statistico si intende che la $h(t, \tau)$ non è deterministica ma è un segnale aleatorio, per questo è statistica e non deterministica come prima. Nel caso di fading a banda stretta $T_M \ll 1/B_U \cong T \Rightarrow$ percorsi non risolvibili, ossia la dispersione temporale T_M è almeno un ordine di grandezza minore della durata T del segnale che trasmetto. I percorsi non sono più risolvibili per cui non si ha più la sommatoria di più contributi ma vi è un solo contributo che può anche essere la composizione di più repliche. La scala per il fading a lungo termine (shadow) è dell'ordine di $X_c \equiv$ distanza di decorrelazione (50-100 m. per scen. outdoor). La scala per il fading a breve termine è $\approx 0.5\lambda = 0.5c/f_c (< 10m.)$. Per capire meglio cosa succede si faccia riferimento alla figura seguente.

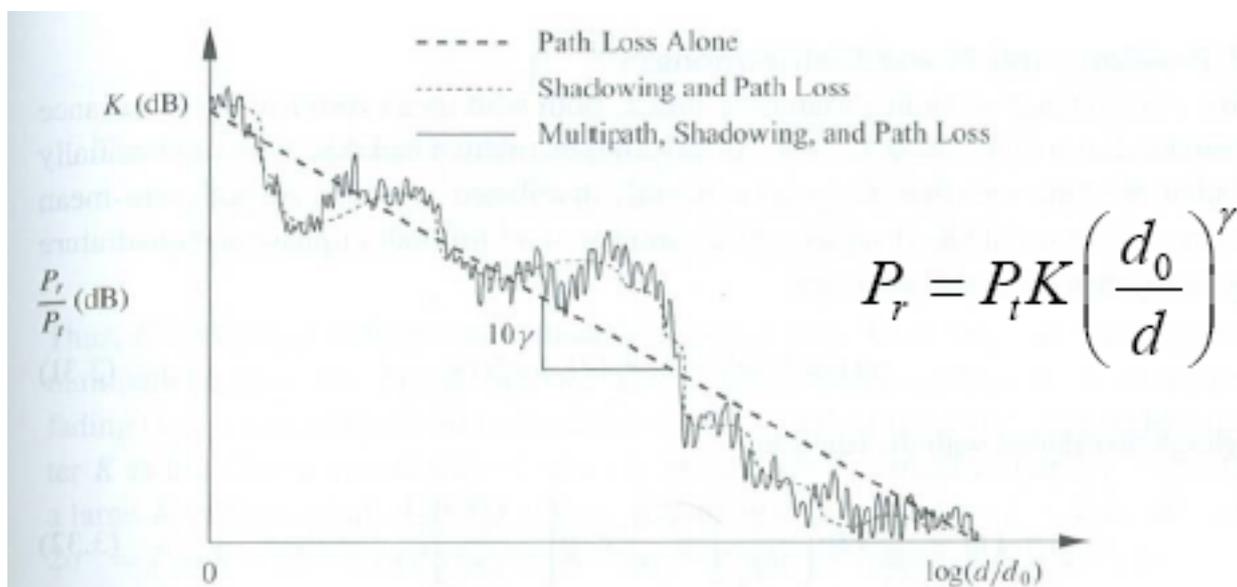


Figura 3.1: combinazione di perdita di percorso, shadow e fading a banda stretta

Sull'asse delle ascisse vi è riportata la distanza tra trasmettitore e ricevitore mentre sull'asse delle ordinate vi è riportata la potenza media che si misura. Vi sono più curve perchè le misure sono state fatte su range di distanza differenti. La retta tratteggiata descrive la perdita di percorso dovuta alla distanza, rappresenta la relazione lineare (lineare poichè è riportata in scala logaritmica) tra distanza e potenza e non visualizza il fading. La curva che toglie il frastagliamento tiene conto dello shadow fading ed è ottenuta effettuando una media aritmetica su distanze nell'ordine di 50-100 m. La curva frastagliata è ottenuta considerando la media in range di 10 m e visualizza anche il fading a breve termine. L'immagine seguente è uno zoom che serve a visualizzare meglio il fading a banda stretta.

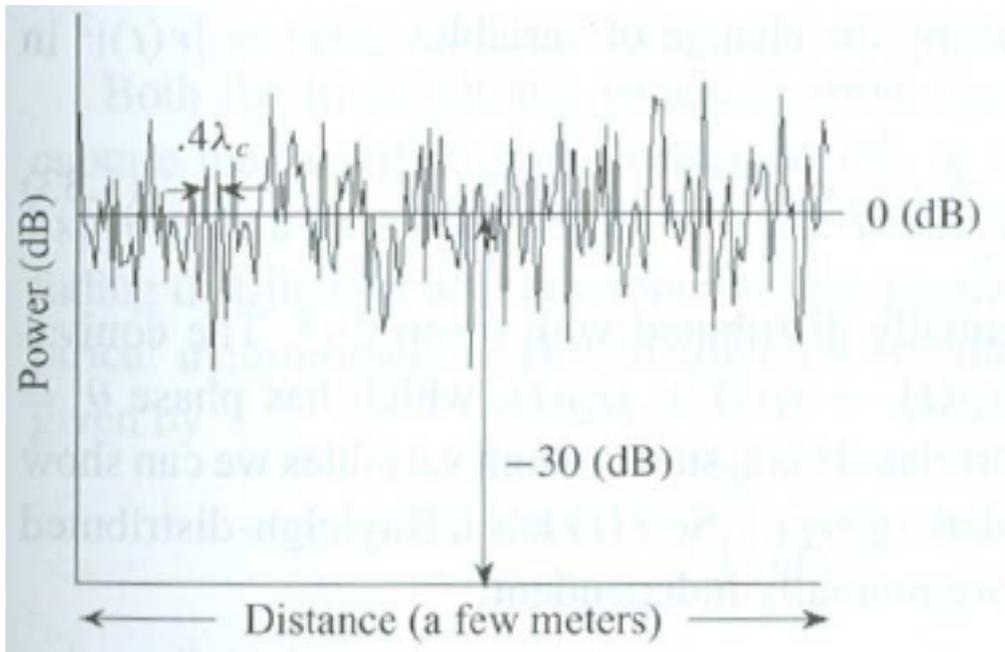


Figura 3.2: fading a banda stretta

E' a banda stretta poichè non vedo più repliche ma ne vedo soltanto una essendo le repliche non risolvibili. La distanza è di pochi metri e ciò permette di visualizzare tutte le variazioni.

3.1.1 Caratterizzazione statistica

Si abbandona il modello deterministico e si considera la risposta impulsiva del canale con un processo aleatorio. Si ha che:

$T_M \ll T \cong 1/B_U \Rightarrow \tau_n \leq T_M \Rightarrow u(t - \tau_n) \cong u(t)$ cioè le repliche sono sovrapposte e non si è più in grado di risolvere le singole repliche. Tutto ciò dipende da B_u perchè se per es. si lascia il canale così com'è e si modifica B_u prendendolo molto grande si passa da banda stretta a banda larga. La relazione di $r(t)$ nel caso di banda stretta diventa:

$$r(t) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^L \alpha_n u(t - \tau_n) e^{j2\pi f_c(t - \tau_n)} \right\} = \Re \left\{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \underbrace{\sum_{n=0}^L \alpha_n e^{-j2\pi f_c \tau_n}}_{Z \equiv v.a. complessa} \right\} \Rightarrow$$

$$h(\tau) = Z \delta(\tau)$$

Z è una variabile aleatoria complessa poichè sto considerando un modello aleatorio e non deterministico, è una v.a poichè la sommatoria non dipende da t e dunque il problema di caratterizzare il canale corrisponde a caratterizzare tale variabile aleatoria. La variabile aleatoria è il risultato della somma di più contributi e se considero molti contributi, ossia vi sono molti scatterer, e tali scatterer sono tutti della stesso ordine(NLOS), verosimilmente questi scatterer saranno tra loro indipendenti. Queste due ipotesi (numero elevato di contributi e scatterer indipendenti) ci consentono di modellare la variabile Z come una v.a complessa gaussiana. Ci si sta mettendo nell'ipotesi del teorema centrale del limite che afferma che se si osserva un effetto complessivo dovuto ad effetti marginali indipendenti nessuno dominante quello che si osserva è una v.a gaussiana. C'è da notare che la v.a. è complessa quindi formata da v.a. reale e v.a immaginaria che formeranno la v.a. congiuntamente gaussiana. Si può dimostrare che la v.a. reale e quella immaginaria hanno media 0 e stessa varianza e sono tra loro indipendenti. La risposta impulsiva del sistema è $Z\delta(\tau)$, se Z fosse deterministica sarebbe la risposta impulsiva di un amplificatore ideale con guadagno Z. Se considero il modulo di Z si ha una v.a. di tipo Rayleigh e se considero la fase si ha una v.a. uniforme $(0,2\pi)$. Schematizzando si ha:

$$|Z| \equiv \text{var.aleatoriadiRayleigh con pdf} \rightarrow f_{ray}(r) = \frac{r}{\sigma} \exp(-\frac{r^2}{2\sigma^2})u(r)$$

Se vi è un contributo predominante (LOS) dovuto a raggio diretto e considerabile in maniera deterministica,avrò dunque una componente deterministica ed una aleatoria. Ciò comporta ancora una v.a. gaussiana in cui però le medie non sono più pari a 0 a causa della componente deterministica.In questo caso la distribuzione della ampiezza è di tipo Rice:

$f_{rice}(r) = \frac{r}{\sigma} \exp(-\frac{r^2+K^2}{2\sigma^2})I_0(\frac{Kr}{\sigma^2})u(r)$ con u(r) gradino unitario, $I_0(\bullet)$ funzione di Bessel di prima specie e di primo ordine e con K che misura la strenght(ampiezza) della componente LOS. Quanto più K è grande più l'ambiente è favorevole poichè la componente deterministica è grande. La pdf della Rayleigh dipende da σ , all'aumentare di σ si sposta e si abbassa. La Rice dipende dal valore di K, per cui la Rice è uno scenario meno ostile di una Rayleght poichè si è in un regime LOS. Se si utilizza una definizione alternativa di T_M che non richiede la stazionarietà del canale si può generalizzare sostituendo la v.a. Z con un processo aleatorio $z(t)$:

$$r(t) = \Re \left\{ u(t)e^{j2\pi f_c t} \underbrace{\sum_{n=0}^L \alpha_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}}_{z(t) \equiv \text{s.a. complesso}} \right\} = \Re \left\{ z(t)u(t)e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

La differenza rispetto a prima è che non compare più Z ma $z(t)$, ossia il canale è più complicato di prima poichè è modellato con un processo aleatorio e non con una variabile aleatoria.

- **modello stazionario:** $u(t) \rightarrow Zu(t)$ Il canale non introduce distorsioni, attenua e sfasa il segnale
- **modello non stazionario:** $u(t) \rightarrow z(t)u(t)$ C'è distorsione da non linearità, si sta modellando il canale come un moltiplicatore. E' selettivo nel tempo.

Come nel caso precedente, facendo le stesse considerazioni sul numero elevato di scatterer indipendenti tra loro, si può assumere che $z(t)$ è gaussiano ossia per ogni istante di tempo sarà una v.a. gaussiana.

3.2 Fading a banda larga

Si parla di fading a banda larga quando la durata dell'impulso che trasmetto è sufficientemente stretta rispetto al ritardo del canale in maniera tale che le repliche non sono sovrapponibili. Ciò può essere espresso dicendo che: $T_M \gg 1/B_u \simeq T$ dove T_M è la dispersione temporale introdotta dal canale e $1/B_u$ è la durata dell'impulso che trasmetto espresso mediante la sua banda.

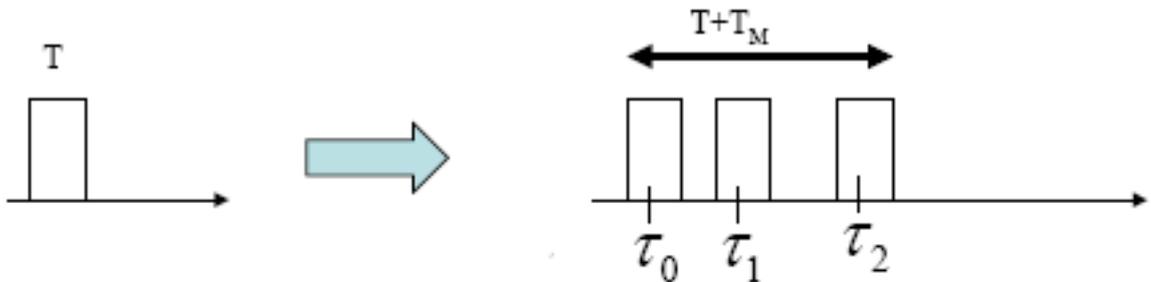


Figura 3.3: si trasmette un impulso (eq.passabasso) e se ne riceve una serie

Come mostrato dall'immagine il fading a banda larga è caratterizzato dalla presenza di più repliche con ritardi diversi. Si può utilizzare come delay-spread il massimo dei ritardi e si può parlare di massimo poichè il modello è deterministico. Se B_u cresce, ossia la durata del segnale diminuisce, ci si viene a trovare in una situazione di banda larga. Il canale può essere a banda larga o stretta a seconda di come lo si usa. Per es. se si utilizzano impulsi sufficientemente stretti ossia che hanno una banda ampia allora il canale

sarà a banda larga, viceversa se si utilizzano impulsi sufficientemente ampi il canale sarà a banda stretta. Nell'immagine seguente è riportato il modulo di $z(t)$ e la trasformata $Z(f)$ con riferimento ad una situazione di interesse.

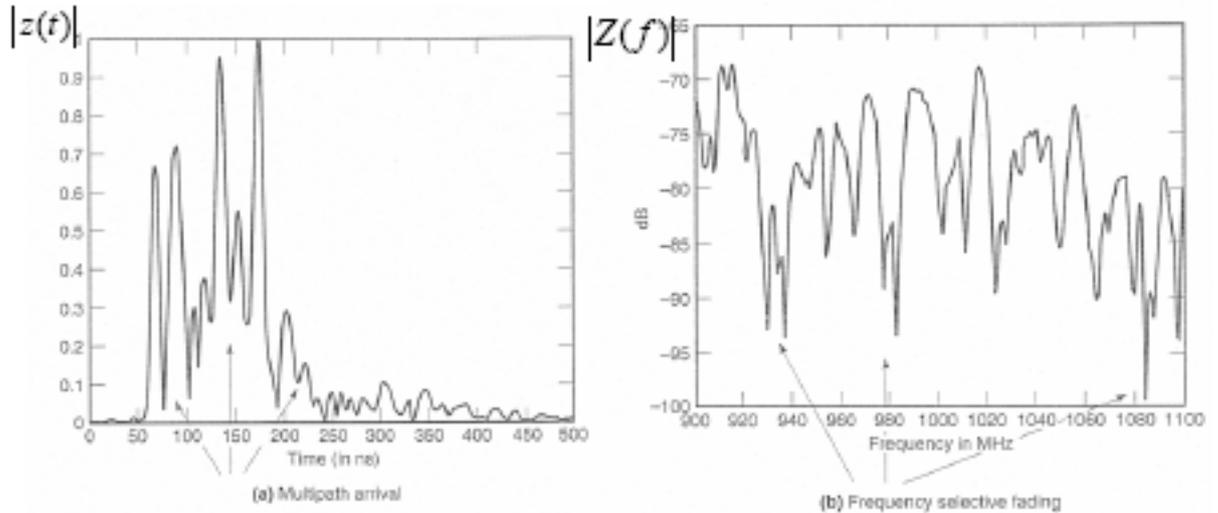


Figura 3.4: canale radio ad 1GHz (f_c di banda 200 MHz (B_u

Nel diagramma di $|z(t)|$ si ha la rappresentazione nel dominio del tempo dell'uscita del canale in presenza di multipath (sono presenti più repliche). Nel diagramma della trasformata di Fourier si riporta lo spettro di ampiezza. Vi sono picchi e punti di minimo poichè se c'è multipath il canale è selettivo in frequenza. Non vi è uno spettro piatto, vi sono componenti attenuate significativamente. In un canale selettivo in frequenza che introduce una distorsione lineare, contro questo tipo di problema in ricezione si può mettere un filtro che abbia una risposta in frequenza complementare di questa in maniera che la risposta in frequenza complessiva (prodotto delle due) dia luogo a spettri di ampiezza costanti. Tale filtro è un filtro equalizzatore. Non è semplice realizzare tale filtro poichè bisogna conoscere bene le proprietà del canale. Un'alternativa al filtro è quella di trasmettere n segnali a banda stretta su n portanti (tecnica multicarried). In questo modo il flusso si trasmette su più portanti e dunque su ogni portante vi sarà un segnale a banda stretta. Il multipath delay spread è rappresentabile mediante il seguente modello tempo invariante (effetto doppler trascurabile):

$h(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i \delta(t - \tau_i) e^{j\phi_i}$ dove α_i si assume di tipo Rayleigh con $E[\alpha_i^2] = 2\sigma_i^2$ e per τ_i vi sono vari modelli e spesso sono deterministici come mostrato nella figura seguente.

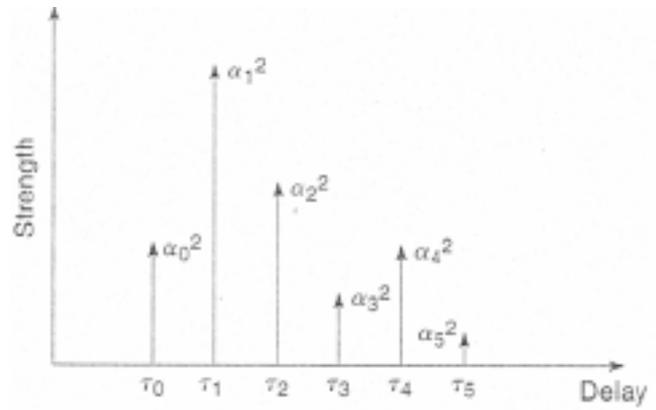


Figura 3.5: modello di canale multipath a banda larga

Le tabelle seguenti si riferiscono al modello JTC già precedentemente illustrato e riportano tre scenari per il canale: A (buone condizioni), B (condizioni medie) e C (cattive condizioni).

Table 2D.2 JTC Parameters of the Wideband Multipath Channel for Indoor Office Buildings

Tap	Channel A		Channel B		Channel C		Doppler Spectrum $D(\lambda)$
	Rel Delay ¹ (nSec)	Avg Power (dB)	Rel Delay ¹ (nSec)	Avg Power (dB)	Rel Delay ¹ (nSec)	Avg Power (dB)	
1	0	0	0	0	0	0	FLAT
2	100	-8.5	100	-3.6	200	-1.4	FLAT
3			200	-7.2	500	-2.4	FLAT
4			300	-10.8	700	-4.8	FLAT
5			500	-18.0	1100	-1.0	FLAT
6			700	-25.2	2400	-16.3	FLAT

¹A \pm 3 percent variation about the relative delay is allowed.

Table 2D.3 JTC Parameters of the Wideband Multipath Channel for Indoor Residential Buildings

Tap	Channel A		Channel B		Channel C		Doppler Spectrum $D(\lambda)$
	Rel Delay ¹ (nSec)	Avg Power (dB)	Rel Delay ¹ (nSec)	Avg Power (dB)	Rel Delay ¹ (nSec)	Avg Power (dB)	
1	0	0	0	0	0	0	FLAT
2	100	-13.8	100	-6.0	100	-0.2	FLAT
3			200	-11.9	200	-5.4	FLAT
4			300	-17.9	400	-6.9	FLAT
5					500	-24.5	FLAT
6					600	-29.7	FLAT

¹A \pm 3 percent variation about the relative delay is allowed.

Figura 3.6: tabella1:scenario di ufficio; tabella2:scenario residenziale

Per ogni scenario bisogna dare il numero di ritardi(repliche) che vado a considerare ed i valori quadratici medi associati ai ritardi. Per es. nello scenario A bisogna dare i ritardi e le potenze associate ai ritardi. Nel caso A sono previsti due ritardi: LOS (n=0) e n=100ns.Nel caso B vi sono 6 ritardi e nel caso C vi sono sempre 6 ritardi ma il delay spread è sempre maggiore. Per FLAT si intende piatto ossia non c'è dispersione ossia il canale è stazionario.

3.2.1 Approccio statistico

Se il fading è a banda larga non si può più dire che $h(t, \tau) = z(t)\delta(\tau)$ ossia non si può dire che $u(t - \tau_n(t)) \simeq u(t)$.

$$r(t) \neq \Re \left\{ u(t)e^{j2\pi f_c t} \underbrace{\sum_{n=0}^L \alpha_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}}_{z(t) \equiv \text{s.a. complesso}} \right\} = \Re \left\{ z(t)u(t)e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

Per modellare il fading si considera la caratterizzazione sintetica cioè media e autocorrelazione. Se la media è diversa da 0 rappresenta la componente deterministica del canale. $E[h(t, \tau)] \neq 0 \Rightarrow h(t, \tau) = E(h(t, \tau)) + \underbrace{h_a(t, \tau)}_{h(t, \tau) - E[h(t, \tau)]}$.

La funzione di autocorrelazione statistica o per essere più precisi la funzione di mutua correlazione è:

$r_h(t, t+\Delta t, \tau_1, \tau_2) = E[h^*(t, \tau_1)h(t+\Delta t, \tau_2)]$ è una famiglia di processi aleatori in cui τ è un parametro. Tale funzione è rappresentata mediante quattro parametri. Assumiamo il canale stazionario in senso lato (la funzione di autocorrelazione dipende solo dalla differenza tra t e $t+\Delta t$). Ciò consente di eliminare il parametro t . Possiamo anche ipotizzare che i contributi dovuti a scatterer diversi ($\tau_1 \neq \tau_2$) devono essere incorrelati. Se $\tau_1 \neq \tau_2$ la media si fattorizza nel prodotto delle medie, ossia si assume che la media è 0. Dunque se il canale è stazionario in senso lato non vi è più la dipendenza da t e se gli scatterer sono incorrelati la $r_h(\)$ è nulla per valori di τ differenti:

$r_h(\Delta t, \tau_1, \tau_2) = r_h(\Delta t, \tau_1)\delta(\tau_1 - \tau_2)$ dove $\delta(\tau_1 - \tau_2)$ è un impulso di Dirac che per $\tau_1 = \tau_2 = 0$, Δt è la separazione temporale tra gli istanti in cui si va a misurare il canale e τ è il contributo al segnale ricevuto associato a tutti gli scatterer che hanno procurato un ritardo τ rispetto alla LOS. τ è relazionato al multipath, Δt è legato alla tempo-varianza del canale. $S_h(\tau, \rho)$ che è la trasformata di Fourier di $r_h(\tau, \Delta t)$ è detta funzione di scattering e rappresenta la potenza media associata agli scatterer che contribuiscono con ritardi τ ed effetto doppler ρ (componente spettrale). La $S_h(\tau, \rho)$ e la $r_h(\tau, \Delta t)$ consentono di valutare il power delay profile, la banda di coerenza, lo spettro doppler ed il tempo di coerenza, ossia permettono di caratterizzare il canale sinteticamente.

3.2.2 Caratterizzazione statistica di T_m

PDP (Power Delay Profile) = $|r_h(\tau, \Delta t)|_{\Delta t=0} = r_h(\tau)$ - contributo alla potenza media degli scatterer che introducono un ritardo τ $\Delta t = 0$ indica che si genera l'uscita nello stesso istante, ossia non si porta in conto la tempo varianza e dunque al variare di τ $r_h(\tau)$ descrive come è distribuita la potenza tra gli scatterer. Poiché $r_h(\tau) \geq 0$ si può introdurre la densità di probabilità della variabile aleatoria T_M (che descrive i possibili ritardi fornendo in corrispon-

denza di ogni τ la potenza associata).

$p_{T_M}(\tau) = \frac{r_h(\tau)}{\int_0^\infty r_h(\tau) d\tau}$ il denominatore è normalizzato rispetto all'area. Pertanto possiamo calcolare il valore medio μ_{T_M} e la deviazione standard σ_{T_M} della v.a. T_M :

$$\mu_{T_M} = \frac{\int_0^\infty \tau r_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty r_h(\tau) d\tau}, \quad \sigma_{T_M} = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \mu_{T_M})^2 r_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty r_h(\tau) d\tau}}$$

Alternativamente il delay spread può essere anche definito come $\min T$: $r_h(\tau) \approx 0$ se $\tau \geq T \Rightarrow \min T \equiv T_M$ delay spread, ossia come il ritardo minimo per il quale la $r_h(\tau)$ è uguale a 0.

Esempio: Supponiamo che PDP è nullo per $\tau \geq 3\sigma_{T_M}$ allora indicando con T_u il periodo del simbolo trasmesso se $T_u \ll \sigma_{T_M}$ allora vuol dire che la dispersione temporale è significativa e l'ISI (interferenza intersimbolica) è presente. Se invece $T_u \gg \sigma_{T_M}$ la dispersione temporale è trascurabile e dunque non c'è ISI. Se la durata del segnale è piccola rispetto al delay spread il canale introduce dispersione temporale altrimenti no.

Esercizio Calcolare μ_{T_M} e σ_{T_M} se $r_h(\tau) = \frac{1}{T_M} e^{-\tau/T_M}$ con $\tau \geq 0$

Si può notare che $r_h(\tau)$ ha l'integrale di superficie uguale ad 1 per cui non c'è bisogno di normalizzare e tale funzione rappresenta proprio la densità di probabilità. In particolare è una densità esponenziale monolatera e per cui non si hanno problemi a calcolare media e deviazione standard.

$\mu_{T_M} = \frac{1}{T_M} \int_0^\infty \tau e^{-\tau/T_M} d\tau = T_M$ $\sigma_{T_M} = 2T_M - T_M = T_M \Rightarrow \mu_{T_M}$ e σ_{T_M} coincidono per una pdf esponenziale.

3.2.3 Tempo di coerenza

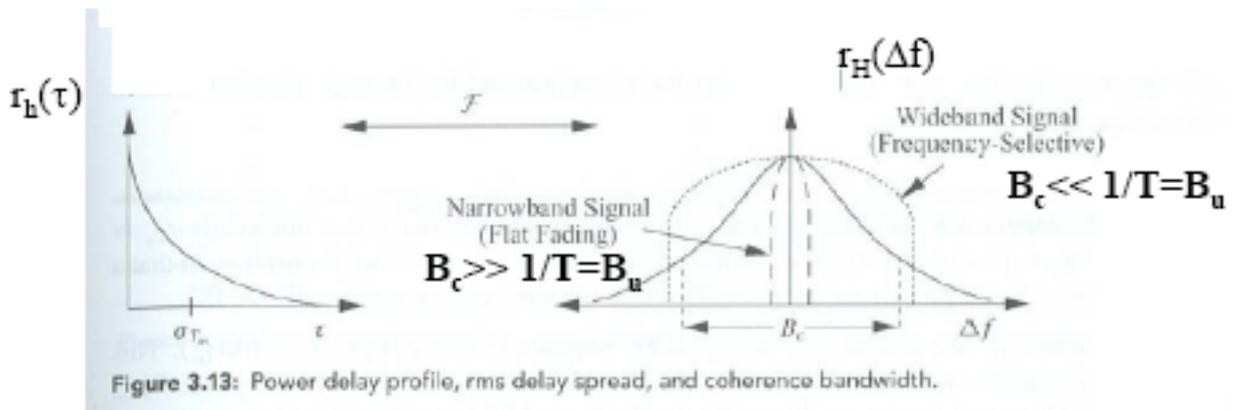
Il tempo di coerenza misura l'entità della tempo varianza del canale. $H(f, t) = Fh(\tau, t)_\tau \Rightarrow r_H(f_1, f_2, t, t + \Delta t) = E [H^*(f_1, t)H(f_2, t + \Delta t)] = r_H(f_1, f_2, \Delta t) = r_H(\Delta f, \Delta t)$ dove $\Delta f = f_1 - f_2$. $H(f, t)$ rappresenta la trasformata di Fourier del canale rispetto a τ , r_H è la funzione di mutua correlazione con 2 componenti spettrali f_1 e f_2 e si calcola trasmettendo sul canale due sinusoidi a frequenze f_1 e f_2 e calcolando la correlazione mutua in corrispondenza della separazione temporale Δt . Se $f_1 = f_2 = f$ ovvero $\Delta f = 0$ e T_c è il minimo valore di Δt per il quale $r_H(0, \Delta t) = 0 \Rightarrow$ i campioni del segnale all'uscita del canale sono incorrelati $\Rightarrow T_c \equiv$ tempo di coerenza. T_c rappresenta la separazione temporale più piccola per la quale il canale da luogo a incorrelazione tra i campioni. Se $\Delta t \geq T_c$ il canale decorrela (poichè la funzione di correlazione è 0) i campioni separati di Δt del segnale di ingresso.

3.2.4 Banda di coerenza

Più T_c è grande più tempo bisogna aspettare affinché i campioni siano incorrelati. Se $\Delta t = 0$ si analizza la dispersione temporale cioè il fenomeno del multipath.

$r_H(\Delta f) = r_H(\Delta f, \Delta t)|_{\Delta t=0} = F(r_h(\tau))$ che è la trasformata di Fourier del PDP

$B_c = \min \Delta f : r_H(\Delta f) \simeq 0 \forall \Delta f : |\Delta f| \geq B_c/2$ le componenti spettrali separate di Δf sono incorrelate \Rightarrow distorsione lineare. B_c rappresenta la banda di coerenza ed è il valore minimo di DF per il quale $r_H(\Delta f) = 0$. Ossia in questo caso $r_H(\Delta f)$ da informazioni sulla dispersione temporale rispetto alla banda. E' il reciproco del delay spread. Per valori di $\Delta f > B_c$ la funzione di autocorrelazione è 0, ossia i campioni di uscita sono incorrelati. Le due frequenze sono trattate in maniera diversa, sono incorrelate e si ha dunque una selettività in frequenza.



Si può definire B_c il valore al di sotto del quale l'ampiezza si è ridotta di una certa quantità. Supponiamo che il segnale trasmesso abbia una banda sufficientemente stretta. $B_c \gg B_u$ dove B_u è la banda del segnale trasmesso. In questo caso il canale non si comporta in maniera selettiva, ossia il multipath è trascurabile. Nel dominio del tempo si ha $T_u \gg T_m$ dove T_m è il tempo di multipath. In questo modo si riconosce che avere a disposizione il delay spread o la banda di coerenza è la stessa cosa. O l'uno o l'altro sono sufficienti a determinare in che condizioni si sta operando. Se invece $B_c \ll B_u$ si ha che il segnale trasmesso in ricezione ha componenti spettrali non trattate tutte allo stesso modo, ossia in questo caso il canale è selettivo, ossia c'è multipath.

3.3 Effetto Doppler

L'effetto doppler è dovuto al moto relativo tra TX e RX oppure alla variabilità temporale delle caratteristiche di propagazione del canale. \Rightarrow tempo-varianza del canale. Parametri che non tratteremo sono: La durata media del fade: numero medio di simboli soggetti a fade profondo e $L_z \equiv$ il tasso medio di attraversamento di un livello Z cioè la frequenza con la quale l'ampiezza dell'involuppo del segnale va al di sotto della soglia Z(fading rate).

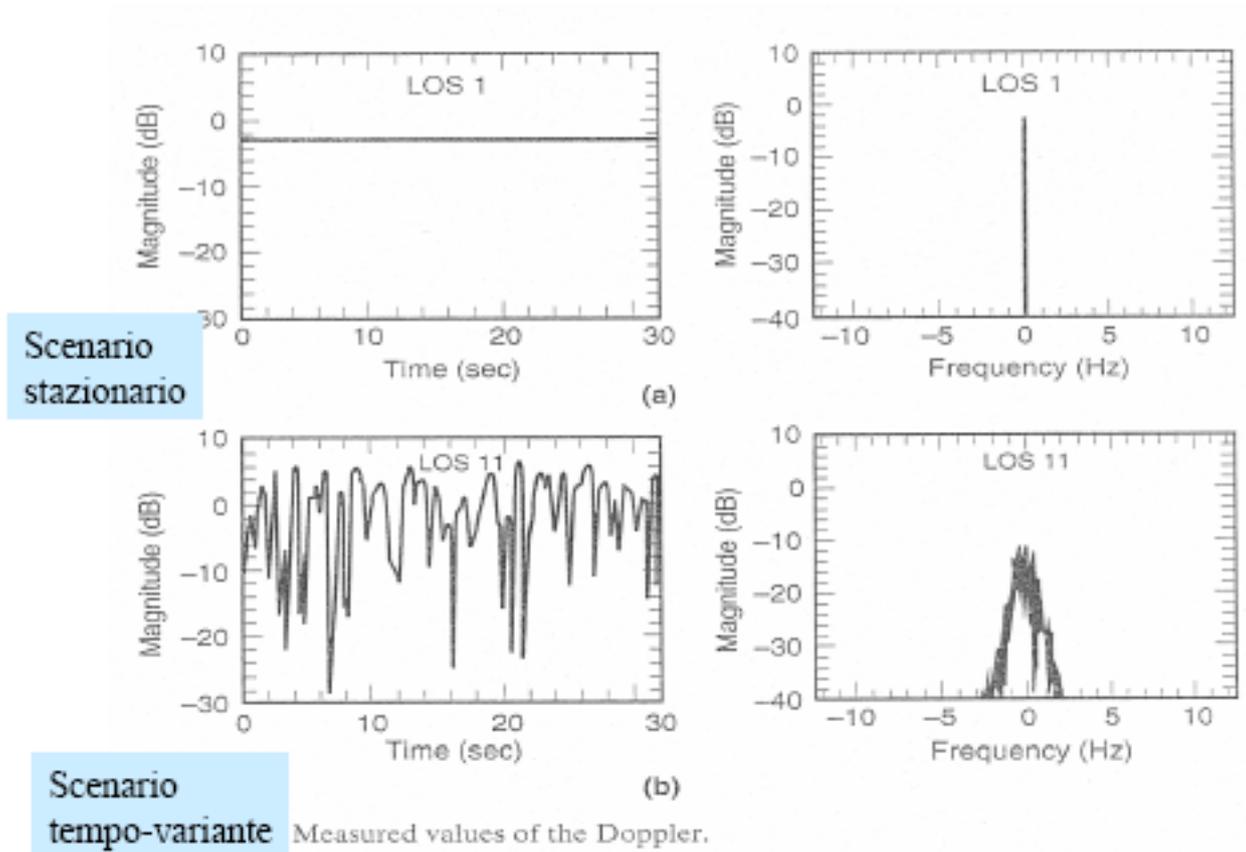
3.3.1 Root Mean Square doppler spread

Bisogna valutare la dispersione frequenziale. Per valutare il doppler spread bisogna mandare un segnale sinusoidale. Se c'è doppler ciò che si riceve è uno spettro tanto più ampio quanto maggiore è il doppler. Più il segnale che si riceve varia rapidamente più la banda sarà ampia e più vi è effetto doppler.

$$c(t) = A \cos 2\pi f_c t = \Re \left\{ A e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

$$r(t) = A \Re \left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{j2\pi f_c \tau_n(t)} e^{j2\pi f_c t} \right\} = A \Re \left\{ e^{j2\pi f_c t} \underbrace{\sum_n \alpha_n(t) e^{j2\pi f_c \tau_n(t)}}_{z(t)} \right\}$$

$z(t)$ è l'involuppo complesso della risposta del canale a $e^{j2\pi f_c t}$. Il segnale trasmesso viene modulato dal canale in ampiezza e in fase. Ad una riga spettrale in ingresso al canale corrisponde in uscita un segnale con una banda finita (dispersione spettrale). A partire da $z(t)$ che è un processo aleatorio ci si calcola un altro processo aleatorio che è $Z(f)$. Se $Z(f)$ è un processo aleatorio la banda non sarà un valore deterministico ma sarà una variabile aleatoria di cui si può definire il valore quadratico medio che si chiama banda rms. Se $z(t)$ varia lentamente allora l'effetto doppler è contenuto. Se $z(t)$ varia velocemente allora l'effetto doppler è elevato. $z(t)$ è un segnale aleatorio \Rightarrow possiamo calcolare la TF \Rightarrow la banda B è una variabile aleatoria \Rightarrow Il suo r.m.s. si chiama rms doppler spread ed è una misura della variabilità temporale del canale.



Nella prima figura $z(t)$ varia nel tempo. L'involuppo è costante ossia il canale è stazionario. Nel dominio della frequenza corrisponde ad una linea spettrale cioè non c'è doppler. Nella seconda figura l'involuppo è complesso e varia rapidamente nel tempo (presenza di doppler). Nel dominio trasformato non c'è una riga ma un segnale con una banda. La banda è tanto maggiore quanto la variabilità temporale è elevata. L'ampiezza di questa banda è la banda doppler ed è una misura della variabilità del segnale.

Un modello spesso utilizzato nelle W-LAN è il modello di scattering uniforme che conduce alla seguente PSD (densità spettrale di potenza) del segnale ricevuto:

$$S_r(f) = \frac{P_r}{2\pi f_D} \frac{1}{\sqrt{1-(|f-f_c|/f_D)^2}} \text{ se } |f - f_c| \leq f_D$$

f_D dipende dal moto relativo tra Access Point e terminale, rappresenta lo scostamento doppler massimo. E' un modello analitico che si può utilizzare per fare le proprie analisi. Si mostra ora come è legata la banda doppler al tempo di coerenza. Si ha che:

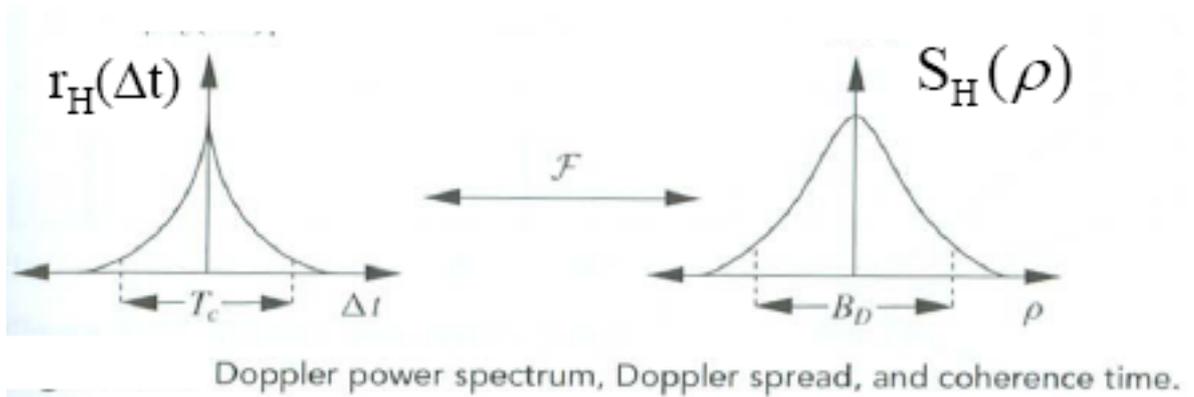
$$S_H(\Delta f, \rho) = F \{r_h(\Delta f, \Delta t)\}_{\Delta t}$$

$$S_H(\rho) = S_H(\Delta f, \rho)|_{\Delta f=0}$$

Si dimostra facilmente che:

$$S_H(\rho) = \int_{-\infty}^{+\infty} r_h(0, \Delta t) e^{-j2\pi\rho\Delta t} d\Delta t = F \{r_h(0, \Delta t)\} = F \{r_h(\Delta t)\}$$

Il tempo di coerenza e la banda doppler, che caratterizzano la dispersione frequenziale del canale, sono relazionati come il tempo di multipath e la banda di coerenza che caratterizzano la dispersione temporale.



Il grafico a sinistra rappresenta la funzione di autocorrelazione che è una funzione pari e reale e analizza la dispersione in frequenza. Facendo la trasformata di Fourier si ottiene il grafico a destra che è una funzione reale e pari. L'ampiezza dello spettro di $S_H(\rho)$ misura la banda doppler. T_c che rappresenta il tempo di coerenza misura l'ampiezza della funzione di autocorrelazione. T_c rappresenta il valore minimo di Δt per cui i campioni in uscita osservati in due istanti di tempo sono incorrelati, garantisce che il fading non si comporti allo stesso modo sui campioni. La banda doppler misura la dispersione frequenziale direttamente dalla $S_H(\rho)$.

3.4 Effetti del multipath e del doppler

Il fading a breve termine aumenta considerevolmente il BER di un sistema di TLC. Il fading a breve termine è causa di degradazioni enormi in termini di Bit Error Rate. In questo caso i provvedimenti presi per il fading a lungo termine sono improponibili perché bisognerebbe aumentare enormemente la potenza in trasmissione. I provvedimenti che si prendono sono:

- Interleaving: interfacciare flussi informativi appartenenti ad utenti diversi. In questo modo il flusso informativo è di una sorgente composta così i simboli nella slot degradata sono di sorgenti diverse. Quando viene effettuato il deinterleaving ci si riporta al caso di errori isolati per le sorgenti.

3.4. EFFETTI DEL MULTIPATH E DEI METODI DI MITIGAZIONE 3 - 10/3/08

- Tecniche di diversità: si passa da uno schema a unico canale ad uno schema a più canali. I diversi canali possono essere realizzati con diversità temporale, ossia il segnale è trasmesso n volte. Si ha un approccio sequenziale quindi si può risparmiare in hardware ma aumenta il tempo. Con la diversità spaziale invece si lavora in parallelo.
- Tecniche di controllo di errore(codifica)
- Antenne direzionali: si ha un maggior guadagno e dunque si aumenta il Rapporto Segnale Rumore oppure si può aumentare la diversità spaziale
- Sistemi MIMO: codifica non solo temporale ma anche spaziale, bisogna introdurre delle codifiche spaziali da poter utilizzare in ricezione.

La tabella seguente mostra alcuni dei provvedimenti utilizzati per mitigare il fading

Table 2.6 Radio Channel Effects on Performance and Techniques to Improve Performance

Issue	Performance Affected	Mitigation Technique
Shadow fading	Received signal strength	Fade margin—Increase transmit power or decrease cell size
Fast fading	Bit error rate Packet error rate	Error control coding Interleaving Frequency hopping Diversity
Multipath delay spread	ISI and irreducible error rates	Equalization DS-spread spectrum OFDM Directional antennas

I valori tipici che si utilizzano per T_m sono di 1-30 μ sec in ambienti outdoor e di 10-1000 nanosec in ambienti indoor. C'è dunque una differenza significativa tra indoor e outdoor. Tipicamente $B_c \simeq \frac{1}{T_m}$ e $B_d \simeq \frac{1}{T_c}$.

Capitolo 4

LEZIONE 4 - 27/3/08

4.1 Generalità

4.1.1 Efficienza spettrale

L'efficienza in frequenza indica quanti bit al secondo si è in grado di trasmettere occupando un Hertz. Più bit si trasmettono più significa che si sta utilizzando al meglio la banda. L'efficienza è un parametro adimensionale.

$$\text{efficienza in frequenza} = \frac{\text{bit/sec(trasmessi)}}{\text{Hertz}}$$

Particolarmente importante nella telefonia cellulare perché la risorsa spettrale (banda impegnata) è una risorsa molto preziosa. Aumentare l'efficienza spettrale in un sistema cellulare significa aumentare il numero di utenti. In una W-LAN il traffico è generalmente a burst (traffico dati) e generalmente è ben al di sotto della capacità del sistema. Inoltre la banda non è regolamentata \Rightarrow Meno enfasi sull'efficienza spettrale poiché vi sono meno preoccupazioni per capire se la banda è utilizzata bene o no.

4.1.2 Efficienza in potenza

L'efficienza in potenza indica la potenza spesa per una fissata prestazione (BER bit error rate) e per una fissata banda impegnata. Per le apparecchiature alimentate in AC non è un requisito critico mentre lo è per le apparecchiature alimentate a batteria perché da esso dipende la durata della batteria. La complessità dell'elaborazione (processing) richiede maggiore consumo di potenza. Il consumo di potenza può avvenire per due cause: per far funzionare le apparecchiature e per irradiare il segnale. Tecniche di codifica più sofisticate (più complesse) richiedono maggiori consumi ma possono far risparmiare in potenza irradiata \equiv coding gain \Rightarrow giusto compromesso. Esempio: nel progetto di reti data-oriented ad alta velocità per laptop, i

progettisti hanno difficoltà ad accettare l'incremento di consumo di potenza dovuto all'uso di algoritmi adattivi di egualizzazione.

4.1.3 Tolleranza al multipath

La scelta della tecnica di modulazione influenza anche la tolleranza alla presenza di multipath. La sensibilità al multipath varia con la modulazione adottata. Se per es. il canale introduce un tempo di multipath T_M di 1 ms per far in modo che i cammini siano risolvibili bisogna che l'impulso abbia una durata $\ll T_M$, adottando una tecnica che combini le repliche si risolve il problema del multipath. Si adottano dei segnali di un ordine di grandezza più piccolo e si adopera un ricevitore rake. Le tecniche a spettro diffuso sono più tolleranti alla presenza del multipath, dove per spettro diffuso si intende l'allargamento della banda che corrisponde ad un accorciamento del segnale nel dominio del tempo.

4.2 Tecniche di modulazione a modulo costante

La maggior parte delle apparecchiature mobili utilizzano nella sezione radio amplificatori che operano in classe C perché garantiscono elevati efficienze in potenza. Gli amplificatori in classe C sono fortemente non lineari \Rightarrow Il segnale da amplificare deve avere inviluppo costante. I vantaggi nell'utilizzare tecniche a modulo costante sono:

- Il trasmettitore lavora a potenza costante (nel PAM, che non è a modulo costante, la potenza varia al variare del simbolo)
- In ricezione, poichè si può recuperare un segnale più efficientemente rispetto a segnali che non hanno proprietà specifiche conosciute a priori. Se si sa che il segnale è a modulo costante in ricezione non si riceverà un segnale a modulo costante ma si può forzare il segnale ricevuto a recuperare la proprietà di modulo costante (algoritmo di constant modules)

Le tecniche QPSK, BPSK, FSK sono a modulo costante mentre le PAM e le QAM non sono a modulo costante.

4.3 Tecniche di trasmissione

Nelle W-LAN le tecniche di modulazione utilizzate sono:

1. Tecniche di modulazione ad impulso (Infrared- IR)
2. A spettro diffuso (Spread Spectrum Technology). Opera nella banda radio ed è una soluzione più vecchia
3. Tecniche multicarrier (OFDM). Utilizzate nell 802.11 a,g, raggiunge velocità di 100 Mbps e combattono meglio il multipath

4.3.1 Tecniche di modulazione ad impulso (Infrared - IR)

La tecnica di codifica di linea di Manchester è utilizzata nelle WLAN che utilizzano la tecnologia Infrared. La stringa binaria NRZ(non return zero) è codificata in accordo al codice di Manchester: ci sarà una transizione per ogni simbolo binario \Rightarrow vantaggi per la sincronizzazione. O si trasmette 1 o non si trasmette niente. In ogni intervallo di bit vi è una transizione. Il TX genera una intensità luminosa in accordo al segnale codificato.

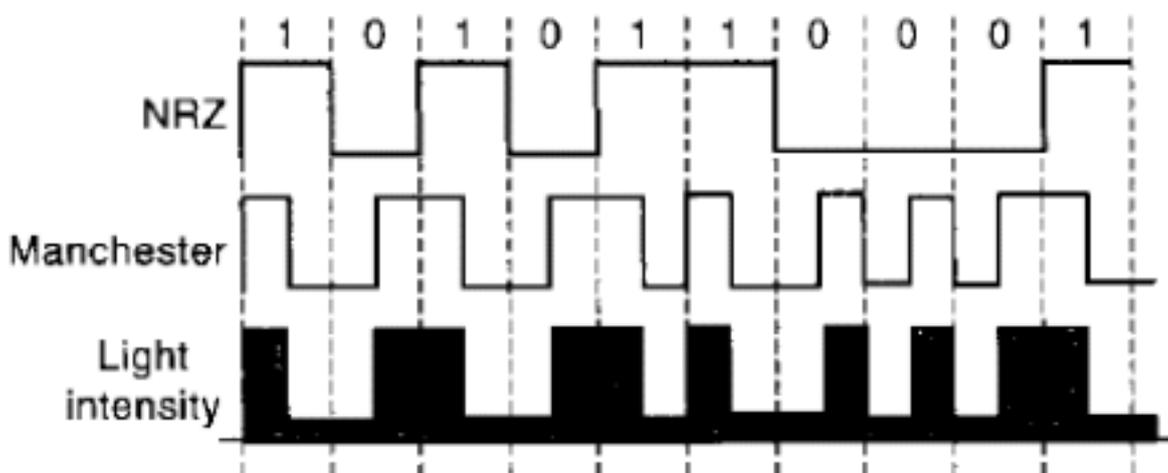


Figura 4.1: esempio di codifica Manchester

In RX un fotodiodo rivela il segnale che amplificato va alla sezione di rivelazione. Attraverso la codifica di Manchester si evita che lunghe sequenze di "0" o "1" possano far perdere il sincronismo di simbolo. Le tecniche in banda base ad impulso si classificano in:

- Pulse Amplitude Modulation (PAM)
- Pulse Position Modulation (PPM)

- Pulse Duration Modulation (PDM o PWM)

Esempio: Realizzazione pratica di PPM. In TX al simbolo "1" si fa corrispondere un certo numero di impulsi (certo numero di impulsi poichè a livello di potenza trasmettere un solo impulso piuttosto che più impulsi è meno conveniente) di luce all'inizio dell'intervallo di bit e a "0" gli impulsi sono posizionati al centro dell'intervallo. In RX gli impulsi multipli producono un solo impulso all'uscita del fotodiode. L'uso di impulsi multipli consente un risparmio in potenza in TX ma la banda aumenta non creando problemi nelle applicazioni IR.

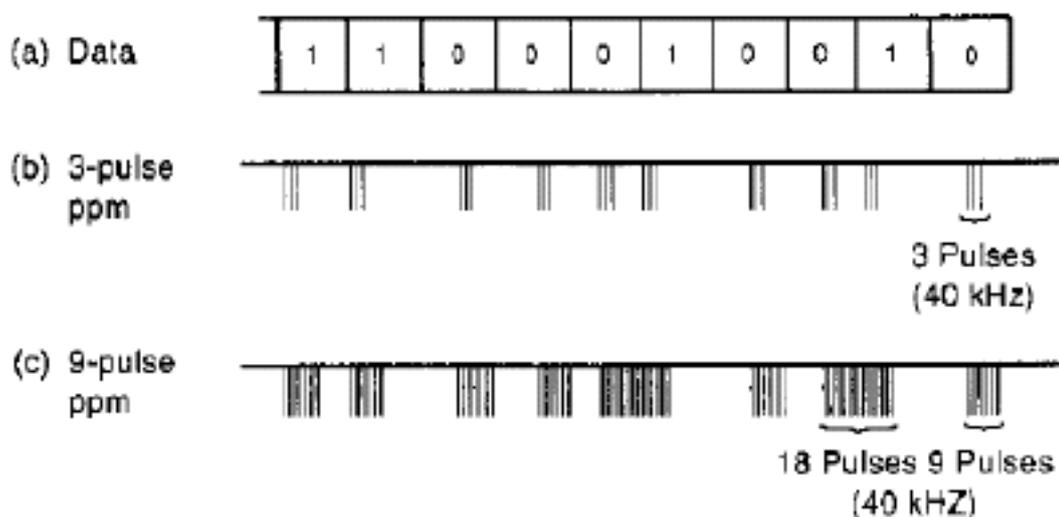


Figura 4.2: esempio PPM

Esempio: IEEE 802.11 IR. Lo standard IEEE.802.11 specifica uno strato fisico per alte velocità che usa il canale IR ricorrendo alla PPM. La lunghezza d'onda è compresa nell'intervallo (850nm, 950nm) con velocità di 1 o 2 Mbps (le stesse che si ottengono nella banda ISM(2.4 GHz) con tecniche di modulazione Spread Spectrum). Ad 1 Mbps si considerano simboli a 4 bit per cui servono 16 segnali. L'informazione si associa alla posizione. Il segnale da trasmettere si rappresenta con 16 bit in cui vi è un 1 in una delle posizioni. A 2 Mbps si considerano simboli a 2 bit e servono 4 segnali.

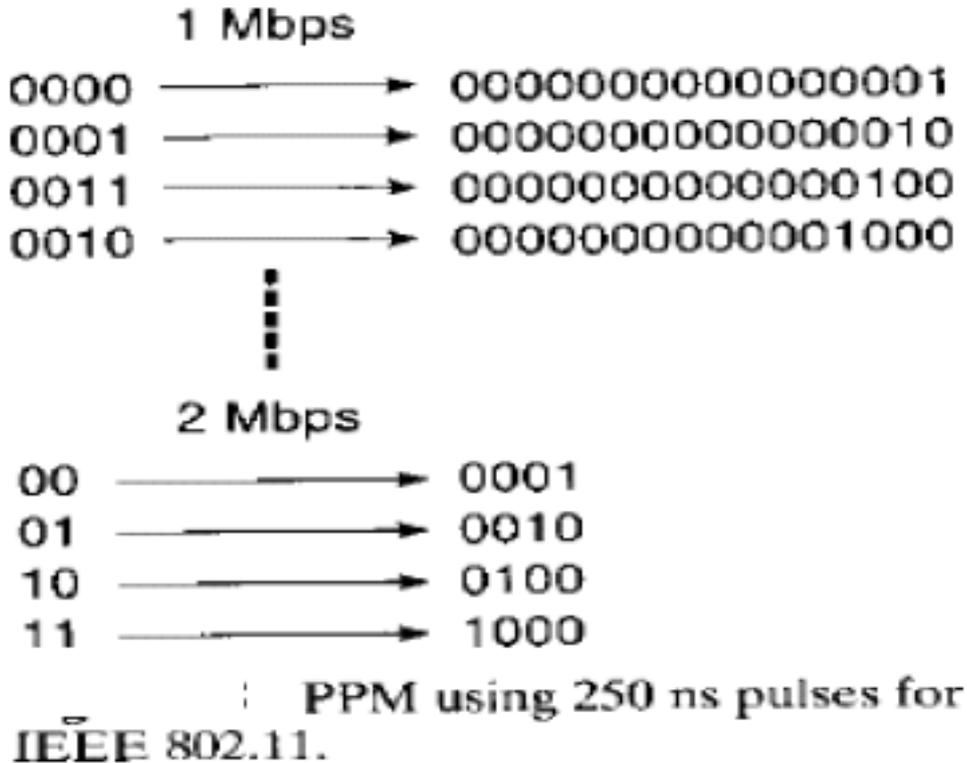


Figura 4.3: 802.11 IR a 1 e 2 Mbps

Verifichiamo che corrispondono proprio a 1 e 2 Mbps:

$$250 * 10^{-9} * 16 = 4 * 10^{-6} s \Rightarrow R_b = \frac{4bit}{4 * 10^{-6}} = 1Mbps$$

$$250 * 10^{-9} * 4 = 10^{-6} s \Rightarrow R_b = \frac{2bit}{10^{-6}} = 2Mbps$$

4.3.2 Tecniche di modulazione UWB (Ultra Wide Band)

Si stanno diffondendo per applicazioni di tipo indoor. Si trasmettono impulsi di durata molto piccola ($\simeq 10$ nanosec) con potenze molto ridotte (separazione tra gli impulsi = centinaia di nanosec). Lo spettro è molto ampio (alcuni GHz) ma il livello spettrale molto basso (la potenza è distribuita su un ampio range di frequenze) rendendone possibile la convivenza (Overlay Systems) con altre reti. La durata molto piccola degli impulsi consente di trattare il fading con il modello a larga banda \Rightarrow impulsi risolvibili poichè sono impulsi molto piccoli \Rightarrow segnale in ricezione con potenza stabile (effetti del fading)

minimi). Le tecniche Ultra Wide-Band sono recentemente considerate nelle applicazioni indoor per i loro vantaggi:

- Basse potenze in gioco
- Trasmettitori e Ricevitori semplici (operano in banda base)
- Elevate velocità di trasmissione poichè le bande impiegate sono ampie
- Compatibilità con sistemi radio esistenti (paradigma overlay)

Esempio: Caratteristiche di un impulso UWB.

$v(t) = 6A\sqrt{\frac{e\pi}{3}}\frac{t}{\tau}e^{-6\pi\frac{t^2}{\tau^2}}$ dove A è l'ampiezza di picco e τ determina la durata dell'impulso (0.2-1.5 nanosecondi). Il periodo degli impulsi è compreso tra 25 nsec e 1.000 nsec.

$$f_c = \frac{1}{\tau} \text{ se } \tau = 0.5ns \Rightarrow f_c = 2GHz$$

$$B(3dB) = 2 \text{ GHz}$$

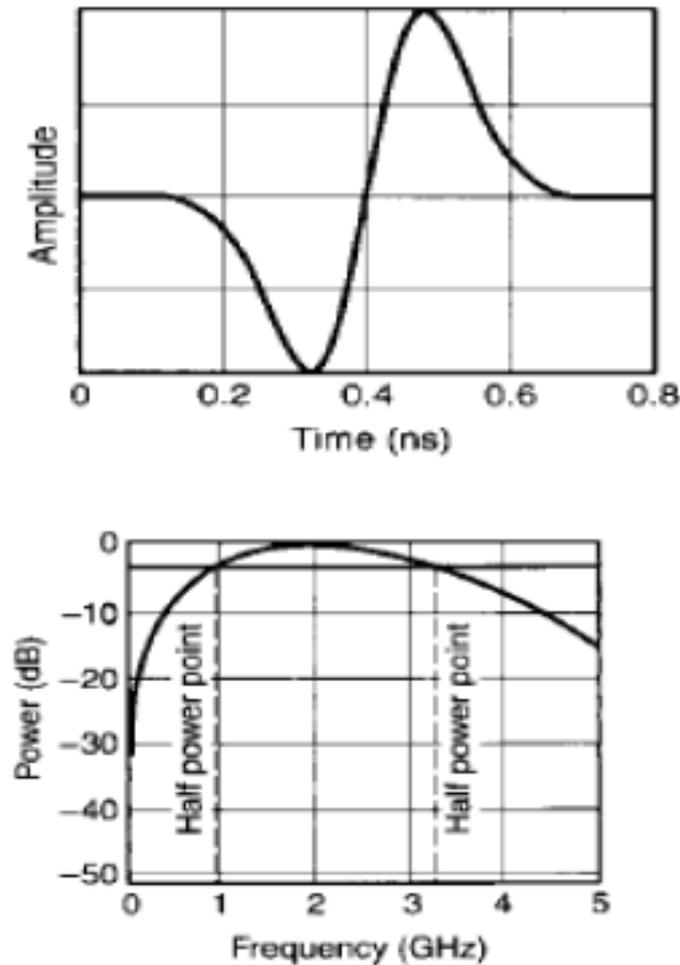


Figura 4.4: caratteristiche impulso UWB

4.3.3 La tecnica Spread Spectrum

Le tecniche SS sono state introdotte durante il II conflitto Mondiale per esigenze strategiche:

- Ridurre la probabilità di intercettazione
- Aumentare la capacità anti-jamming. Il jamming è un segnale che in maniera voluta è trasmessa dal nemico per disturbare la ricezione.

Rivalutate successivamente (negli anni 80) per i numerosi vantaggi e per la disponibilità a costi contenuti di realizzarla. Le esigenze sono:

- Garantire tolleranza nei confronti dell'interferenza (eventualmente intenzionale: Jamming). Bisogna tollerare segnali a banda stretta
- Assicurare una bassa probabilità di intercettazione
- Consentire la coesistenza nella stessa banda di più sistemi (overlay systems) dove per più sistemi si intende anche più speed spectrum nello stesso ambiente
- Garantire tolleranza al multipath cioè alla selettività in frequenza. La selettività in frequenza porta a ridurre il bit-rate.

Con la tecnica SS si distribuisce la potenza del segnale su una banda $2W$ molto più ampia di quella originaria $2B$ (banda del segnale in banda base) \Rightarrow livelli di PSD molto più bassi.

$\frac{2W}{2B} \gg 1$ dove per $\gg 1$ si intende almeno 10 volte. Più grande è questo rapporto più efficace è lo spreading. Nel caso di modulazione BPSK la banda bilatera impegnata $2B = R_b$ con R_b bit-rate cioè simboli binari/sec trasmessi. A differenza dell'UWB la banda è più contenuta \Rightarrow condivisione dello spettro mediante FDM. UWB ha raggi di copertura inferiori alle tecniche SS. Esistono due possibili tecniche SS:

- Frequency Hopping (FHSS)
- Direct Sequence (DSSS)

4.3.4 Frequency-Hopping Spread-Spectrum (FHSS)

Principio di funzionamento:

Al fine di evitare il jammer la frequenza portante salta (hop) ad intervalli di tempo da una frequenza ad un'altra in accordo ad un pattern (pseudorandom) noto solo al ricevitore. Il TX e il RX devono essere sincronizzati altrimenti in ricezione non è possibile recuperare il segnale.

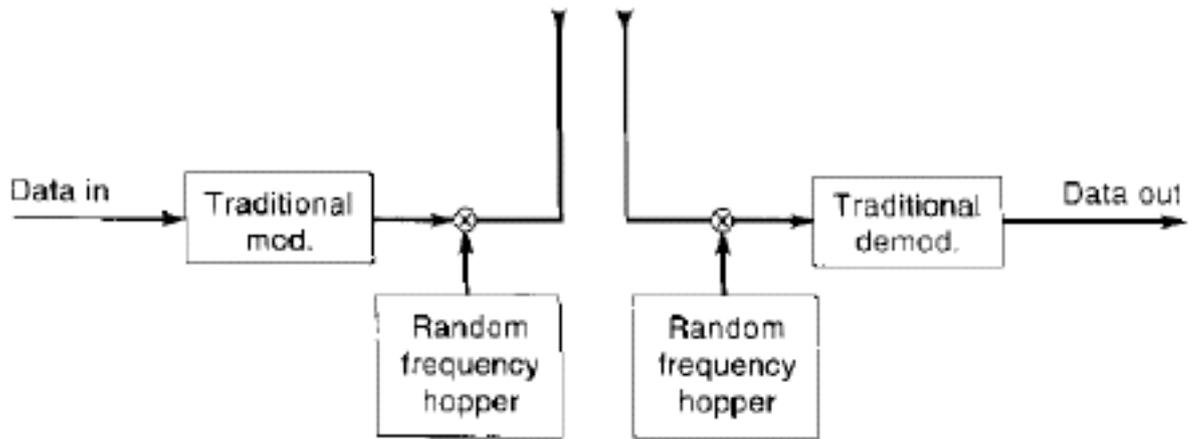
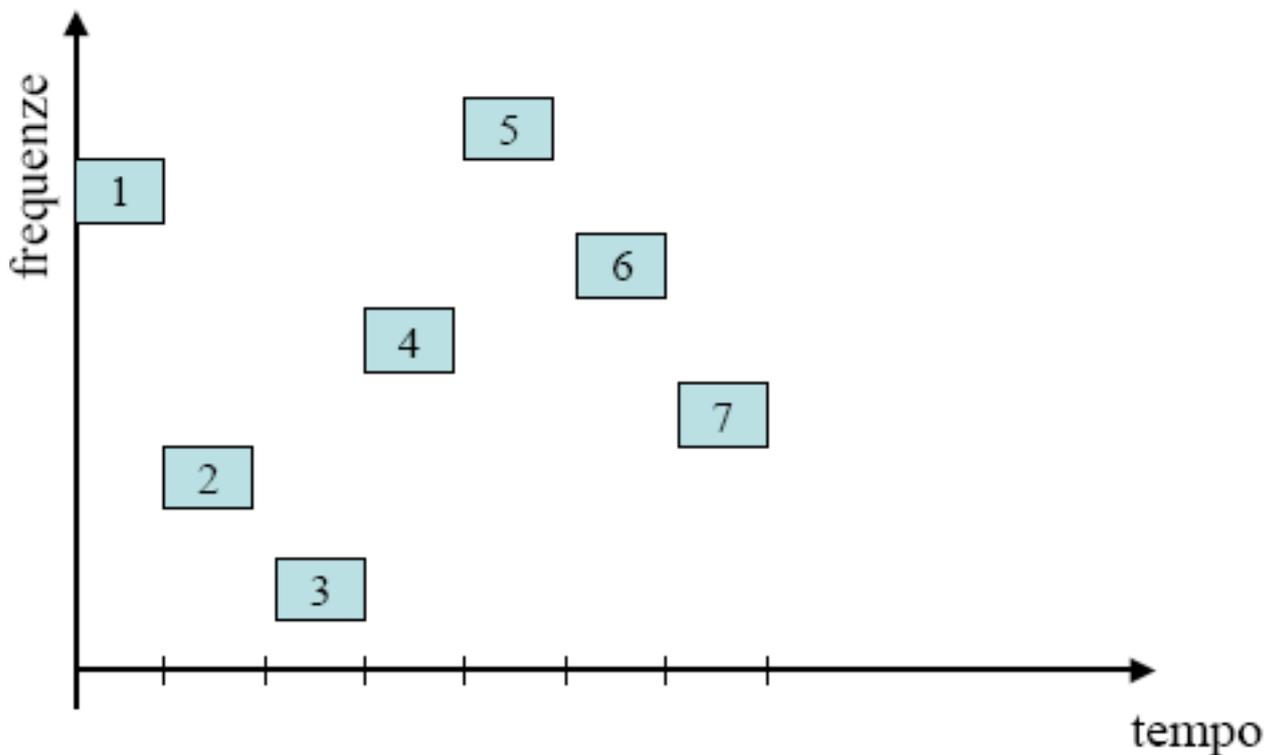


Figura 4.5: es di FHSS

Come si può vedere dall'immagine seguente in uscita se si considera tutto il messaggio è a banda larga ma il singolo slot temporale è a banda stretta.



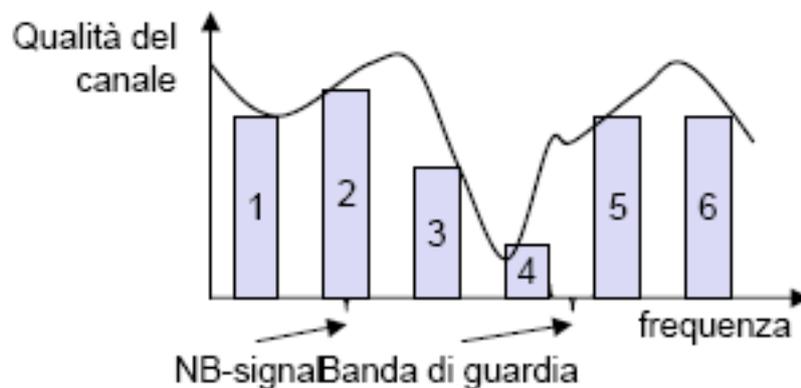
Detta $2B$ la banda del segnale modulato convenzionalmente (FSK) e $2W$ la banda disponibile si ha che:

numero slot= $N = \frac{2W}{2B}$

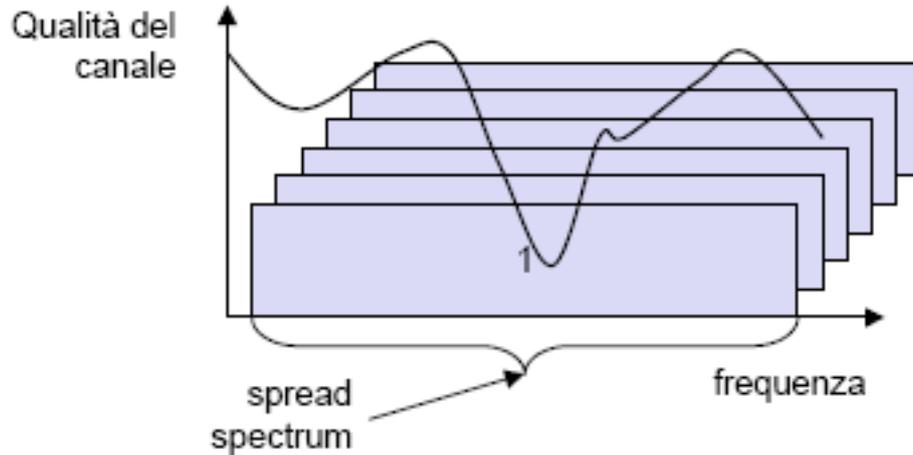
La durata della slot temporale= dwell time= T_c . La FHSS può essere:

- Slow FHSS- $T_c = kT$ (in un hop si trasmettono k bits Rate min 2.5 hop/sec)
- Fast FHSS - $T_c = T/k$ (in un intervallo di bit k hops)

La tecnica Fast FHSS prevede che l'intervallo di segnalazione è suddiviso in k slot temporali in ognuna delle quali in maniera pseudo-random è scelta in un insieme di N valori la frequenza della portante che si manterrà costante in tutta la slot. La selezione della frequenza è fatta in maniera pseudo-random utilizzando l'uscita di un generatore di sequenze PN. La tecnica FHSS non ha alcuna influenza sulle prestazioni del RX in presenza del solo rumore additivo perché il livello di densità spettrale del rumore è lo stesso in ogni slot di frequenza. FHSS permette di guadagnare nei confronti del multipath poiché è selettivo in frequenza.



Se nell'immagine mostrata sopra un sistema tradizionale opera con la banda 4 darà prestazioni insoddisfacenti. Un sistema che utilizza la tecnica FHSS presenterà un miglioramento perché il "fade" interesserà solo un certo numero di slot frequenziali. Per le stesse ragioni il sistema FHSS è tollerante all'interferenza a banda stretta. Per i canali a banda stretta c'è bisogno di una modulazione FDM che richiede una pianificazione delle frequenze. Per i canali spread-spectrum si utilizza una modulazione CDM piuttosto che FDM e ciò comporta che non serve più una pianificazione delle frequenze come si può vedere nell'immagine seguente.



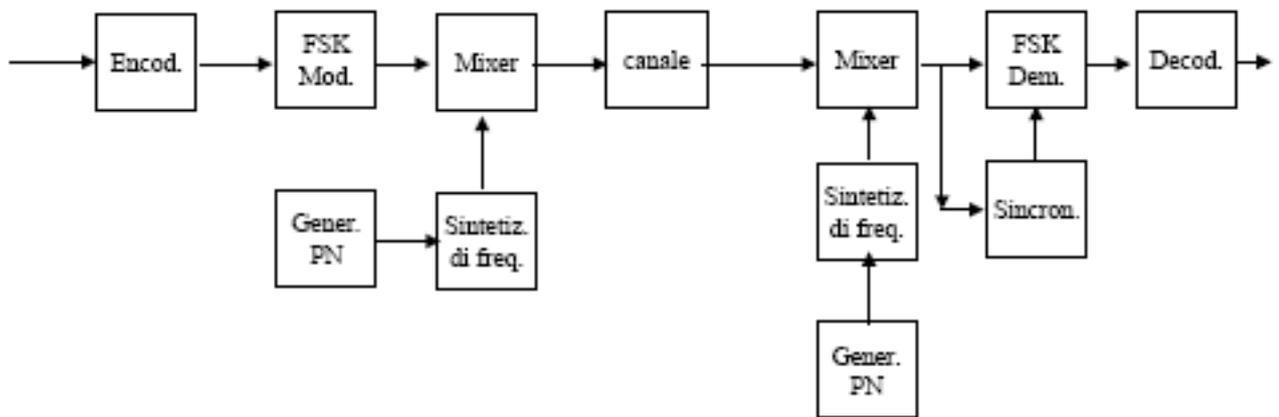
In una rete wireless dati la ritrasmissione consente di risolvere il problema dei pacchetti ricevuti errati o persi. Se i pacchetti sono ritrasmessi sulla stessa slot frequenziale (trasmissione tradizionale a banda stretta) essi saranno di nuovo corrotti. Se utilizziamo la tecnica FHSS verosimilmente la ritrasmissione utilizzerà una slot differente e quindi potrà dare esito positivo.

Esercizio In un sistema Slow-FH $T_c = 10\mu\text{sec}$ e $T_S = 1\mu\text{sec}$. Se il Segnale FH è trasmesso su un canale multipath per quale range di multipath spread delay il segnale ricevuto, una volta riconvertito in banda stretta presenterà fading selettivo in frequenza? Sugg.: Assumere per semplicità un modello two-ray channel

Soluzione Se la replica arriva con un ritardo $\tau > T_c$, il RX sarà passato su una nuova slot frequenziale \Rightarrow il multipath è trascurabile se $\tau > T_c$. Se $\tau < T_c$ gli effetti del multipath dipendono dalla banda BS e dall'hop rate ($\frac{1}{T_c}$). Se $T_c \ll T_S \Rightarrow \tau < T_c \ll T_S \Rightarrow$ fading a banda stretta modellabile come una v.a. complessa cioè il segnale ricevuto è pari a quello trasmesso moltiplicato un guadagno complesso (fading flat-flat) \Rightarrow non c'è selettività in frequenza. Se $T_c \gg T_S$ (Slow-FH) \Rightarrow la replica arriva nella stessa slot Frequenziale \Rightarrow FH non porta nessun beneficio. In questo caso se $BS < \frac{1}{\tau}$ non vi è selettività altrimenti vi è selettività in frequenza. $\tau < T_c = 10\mu\text{sec} \Rightarrow$ flat fading. Per fading selettivo $B_S = \frac{1}{T_S} = 1\text{MHz} < \frac{1}{\tau}$ cioè $\tau > 1\mu\text{sec}$. Quindi vi sarà fading selettivo in frequenza per valori di τ : $1\mu\text{sec} < \tau < 10\mu\text{sec}$.

Si preferisce la modulazione FSK piuttosto che la PSK perché evita problemi dovuti alla sincronizzazione. Si preferisce demodulare il segnale con un

demodulatore non coerente. Diffondere l'energia associata ad un simbolo su più salti comporta una penalizzazione del SNR perché i contributi sono combinati in maniera non coerente. FH evita i requisiti stringenti di sincronizzazione imposti dal DS, quando si vogliono utilizzare tali tecniche per la multiplexazione di utenti sulla stessa banda e nello stesso intervallo temporale (CDMA). Lo schema di FHSS è il seguente:



Se il generatore genera sequenze di lunghezza m allora il sintetizzatore può definire al massimo $M=2m-1$ frequenze portanti. In IEEE 802.11 FHSS specifica 78 hops separati da 1 MHz. Queste "frequenze" sono divise in tre gruppi di 26 hops, ciascuno corrispondente ai numeri di canale (0,3,6,...), (1,4,7,...) e (2,5,8,...). Queste scelte sono disponibili per tre differenti sistemi che possono coesistere nella stessa area geografica senza alcuna collisione tra gli hops: la stazione TX e quella RX si accordano su una sequenza di salti. I dati si trasmettono utilizzando una modulazione GFSK a due o quattro livelli per ottenere una velocità di 1 o 2 Mbps. La tecnica GFSK è un FSK ottenuto filtrando il segnale dati con un filtro gaussiano in maniera da eliminare le discontinuità e, quindi, limitare la banda impegnata. Si assicurano spettri confinati in una banda di 1 MHz sia per la velocità di 1 Mbps che per quella di 2 Mbps. La massima velocità con FHSS è 2 Mbps: a velocità superiori a 2 Mbps la tecnica GFSK diventa sensibile al rumore e ad altri disturbi (multipath). Le tecniche DSSS hanno proprio il compito di ridurre questi effetti. Il sistema FHSS può essere realizzato mediante tecniche digitali utilizzando una frequenza di campionamento più bassa di quella utilizzata per i DSSS risparmiando così in complessità e consumo di potenza.

Capitolo 5

Lezione 5 - 3/4/08

5.1 DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum)

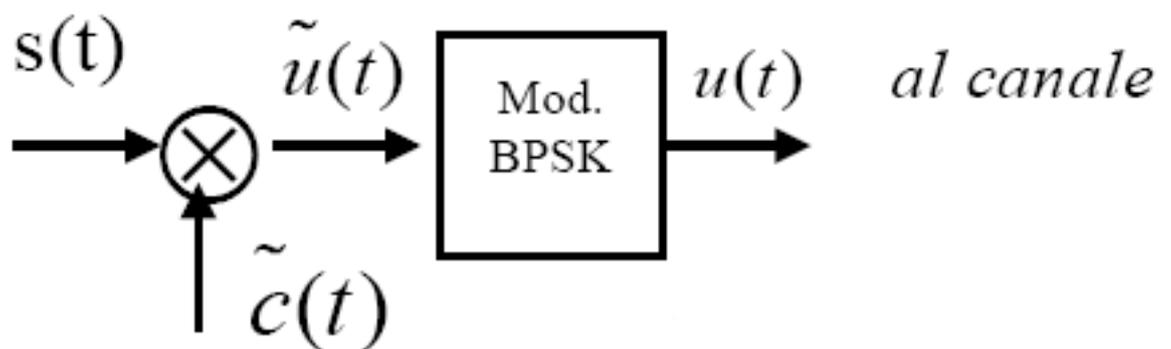
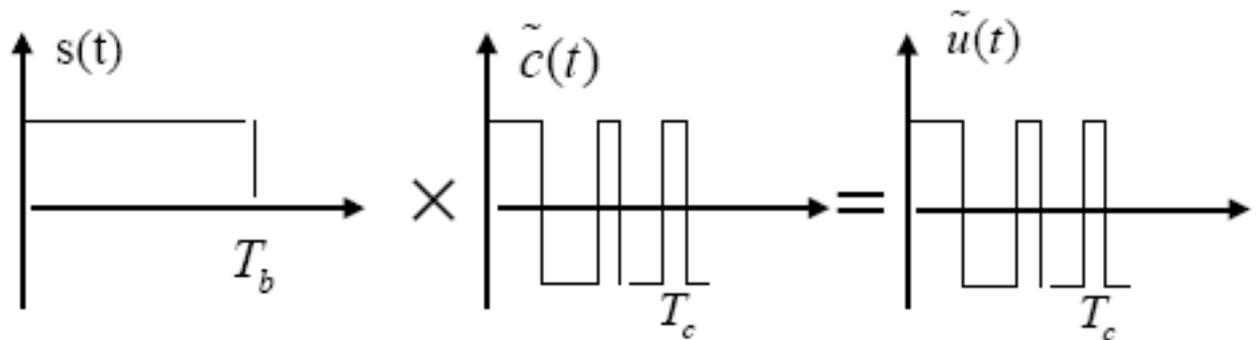


Figura 5.1: schema di DSSS

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \text{rect}\left(\frac{t - kT_b - \frac{T_b}{2}}{T_b}\right) \text{ con } a_k \in (-1, 1)$$

$$\tilde{c}(t) = \text{rep}_{T_b} \left[\sum_{m=1}^N b_m c\left(t - mT_c - \frac{T_c}{2}\right) \right] \text{ c(t) è detto chip pulse e } T_c \text{ chip time.}$$

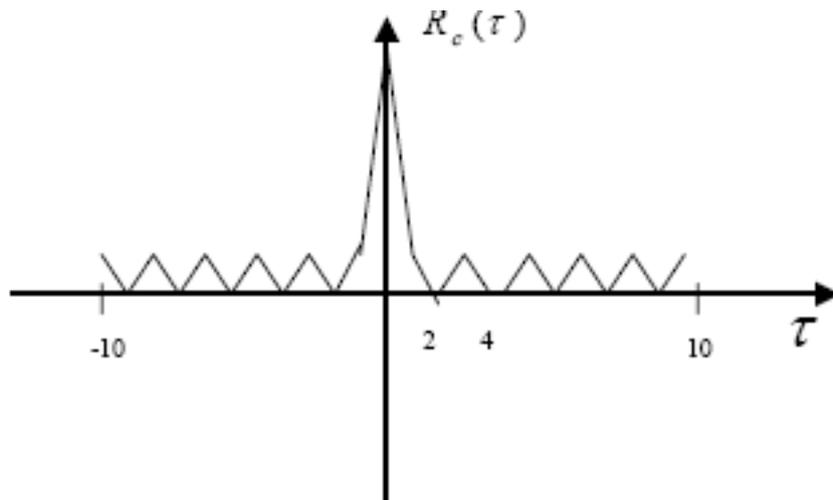
$\frac{T_b}{T_c} = N = \text{processing gain o spreading factor}$, $b_1 \dots b_n$ rappresenta la sequenza di codice.



Esempio: codice di Baker di lunghezza $N=11$ utilizzato in IEEE 802.11 per la tecnica DS-SS $N=11, \underline{b} = (1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1)$

$$R_{\tilde{c}}(\tau) = \frac{1}{T_b} \text{rep}_{T_b} R_c(\tau)$$

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t)c(t-\tau)dt$$



Il segnale $s(t)\tilde{c}(t)$ modula in ampiezza il segnale $A_c \cos 2\pi f_c t$ ottenendo così il segnale BPSK:

$$u(t) = s(t)\tilde{c}(t)A_c \cos 2\pi f_c t - A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \text{ con } \theta(t) = 0 \text{ se } s(t)\tilde{c}(t) = 1$$

e $\theta(t) = \pi$ se $s(t)\tilde{c}(t) = -1$

La modulazione SS rende il segnale noise-like

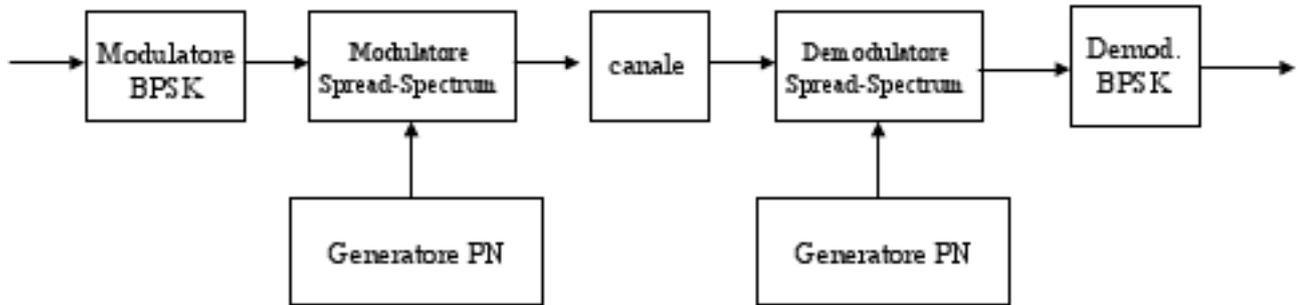
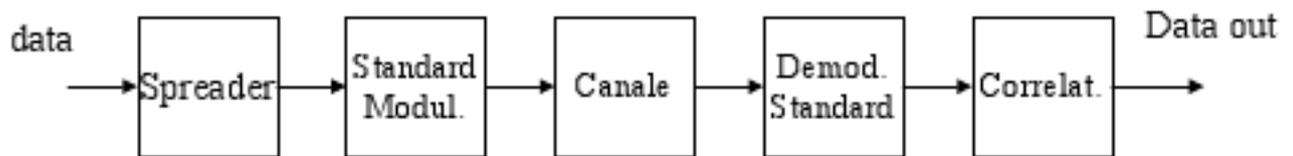


Figura 5.2: tecnica DSSS

Alternativamente:



Ogni bit di ingresso è associato a N chips
 1 → 1, 1, 1,-1,-1,-1, 1,-1,-1, 1,-1
 0 → -1,-1,-1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1

Lo schema seguente rispetto al precedente evidenzia la presenza del sincronizzatore in RX

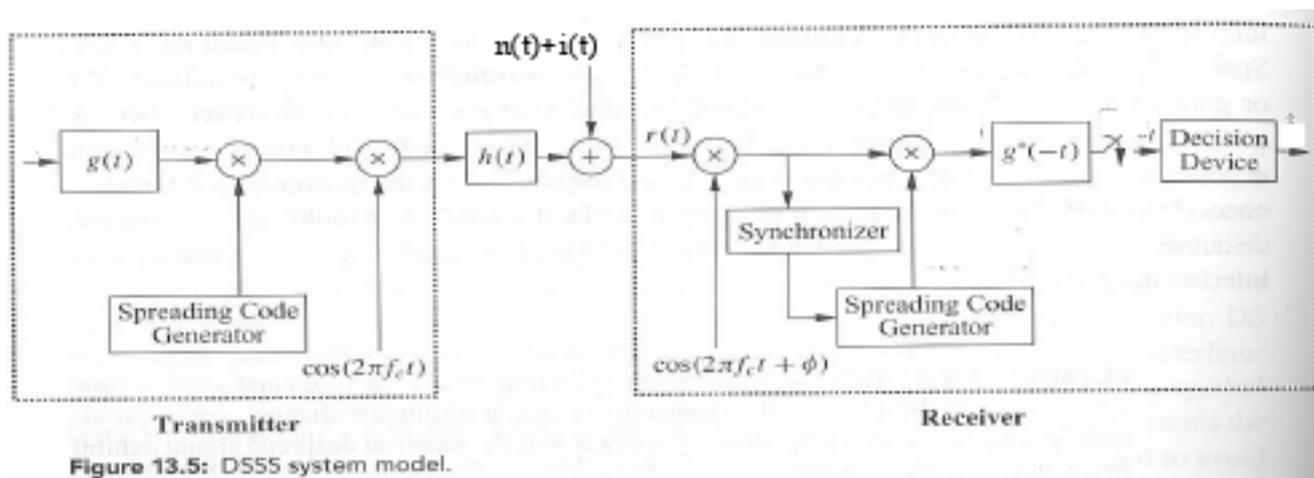


Figure 13.5: DSSS system model.

Figura 5.3: modello di sistema DSSS

Consideriamo la trasmissione di una sequenza di simboli binari attraverso una modulazione BPSK con un bit rate R_b . La banda impegnata (dalla relazione di Shannon) è: $2BT_b = N$ con N dimensionalità della segnalazione e, quindi, $N = 1 \Rightarrow B = 1/2T_b = R_b/2$ (B è la banda monolaterale). Espandiamo la banda modificando la fase del segnale alla frequenza di $W = 1/T_c \gg 1/T_b$ volte al secondo in accordo alla sequenza PN prodotta da un generatore. Poichè la durata del chip è N volte minore della durata del bit \rightarrow la banda del segnale che ha subito lo spreading è N volte più grande.

W=N x B

Nel dominio della frequenza lo spettro del segnale $s(t)\tilde{c}(t)$ si ottiene operando la convoluzione tra $S(f)$ e $P(f)$ che come ben noto è una operazione dispersiva:

$$B \simeq \frac{1}{T_b} \ll B_c = W \simeq \frac{1}{T_c} \text{ perchè } T_b \gg T_c$$

$$\frac{B_c}{B} \simeq \frac{T_b}{T_c} = N = \text{fattore di espansione} = \text{processing gain}$$

$$W = NB$$

DSSS può essere utilizzata anche per la moltiplicazione a divisione di codice: DS-SS (teleselezione di III generazione). Ogni utente ha il suo unico codice (i codici in linea di principio dovrebbero essere ortogonali tra di loro). Durante l'operazione di despreading (correlazione) i codici degli altri utenti danno luogo all'uscita del despreader a segnali con livelli molto bassi (like-noise) che sono dell'ordine dei lobi laterali della funzione di autocorrelazione. Ogni utente è una sorgente di rumore: la MAI (Multi-User Access Interference) limita la capacità dei sistemi CDMA.

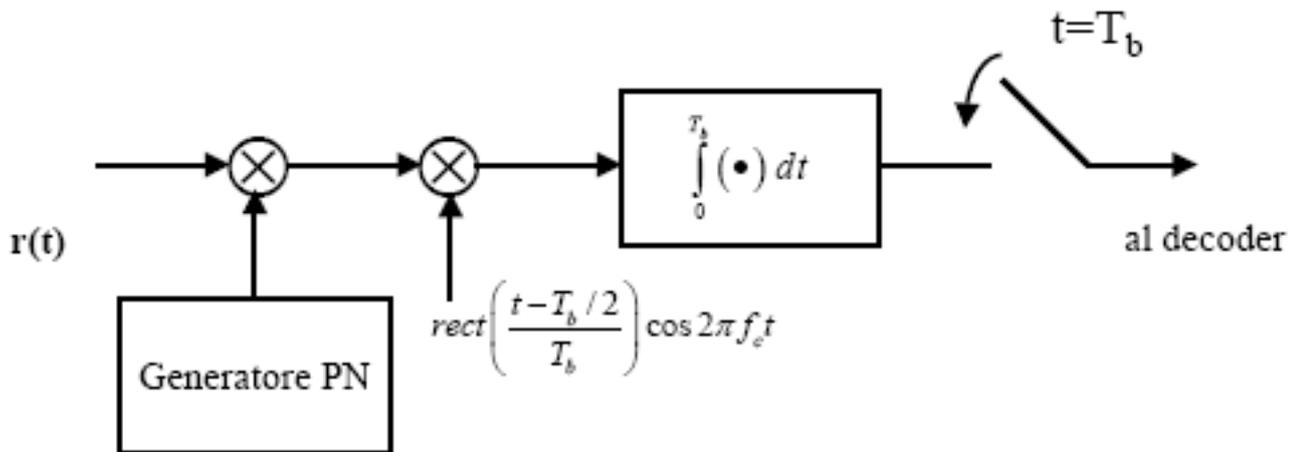


Figura 5.4: soppressione dell'interferenza a banda stretta (NBI)

$$r(t) = u(t) + i(t)$$

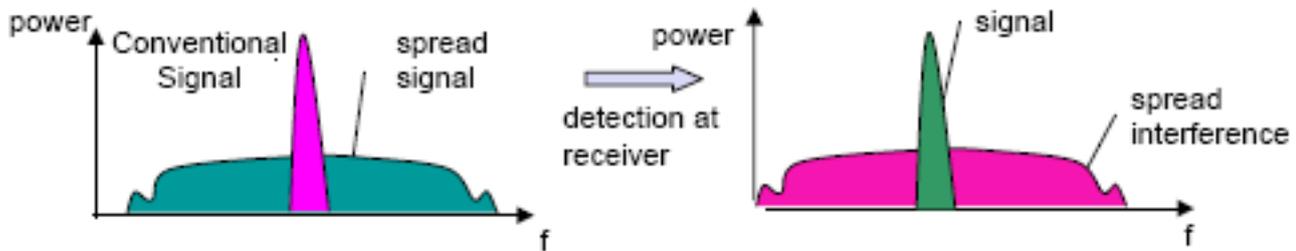
$$r(t)c(t) = (u(t)+i(t))c(t) = c^2(t)s(t)A_c \cos 2\pi f_c t + i(t)c(t) = s(t)A_c \cos 2\pi f_c t + i(t)c(t)$$

Assumiamo che l'interferenza è: $i(t) = A_I \cos 2\pi f_I t$ e $P_I = A_I^2/2$. La PSD di $i(t)c(t)$ è piatta nella banda $2W$ con livello di $\text{PSD} = P_I/2W$ dove $2W$ è la banda bilatera. Il segnale demodulato con un correlatore (o un filtro adattato) pari alla banda del segnale utile $2B_v = 2W/N \Rightarrow$ La potenza media dell'interferenza all'uscita del demodulatore è:

$$\frac{P_I}{2W} 2B = \frac{P_I}{N}$$

La potenza dell'interferenza è ridotta all'uscita del demodulatore di N volte rispetto a quella di ingresso. La componente utile è riconvertita a valle del despreading nel segnale BPSK (a banda stretta) che sarà demodulato con il ricevitore a correlazione (o il filtro adattato). N.B.: Questo risultato vale se in ricezione è disponibile una replica sincronizzata della sequenza PN usata in TX. Se la sequenza PN non è nota in RX la componente utile è assimilabile ad una componente di rumore \Rightarrow privacy della comunicazione.

Per quel che riguarda lo strato fisico il problema è relativo al fatto che l'interferenza a banda stretta può compromettere l'operatività di un sistema convenzionale (a banda stretta). La soluzione a tale problema consiste nel diffondere lo spettro del segnale di informazione usando uno speciale codice (Sistema overlay) come mostrato nella figura seguente.



Ulteriori vantaggi sono:

- protezione verso la NBI
- coesistenza di molti segnali senza la necessità di un coordinamento dinamico
- robustezza al tapping
- robustezza al multipath (soppressione dell'ISI)
- possibili realizzazioni: Direct Sequence e Frequency Hopping

Aumentando il processing gain N aumenta la robustezza nei confronti dell'interferenza e offre una certa protezione al multipath. La sequenza di dispersione per 802.11 è la sequenza di Barker: -1,1,-1,-1,1,-1,-1,-1,1,1,1 di lunghezza $N=11$ dove il primo bit è quello più a sinistra. Pertanto una modulazione DBPSK con $R_b = 1$ Mbps viene trasformata in un segnale a spettro diffuso a 11 M chips/sec \Rightarrow La banda null-to-null è $2/T_c = 2 * 11$ Mchips/sec = 22MHz. Una sequenza di Barker ha ottime proprietà in termini di autocorrelazione ed è per questo motivo che è stata scelta per IEEE 802.11. Una sequenza di Barker è una sequenza di "1" e "-1" di lunghezza finita N tale che la funzione di autocorrelazione $R_c(k)$ è definita come:

$$R_c(k) = \left\{ \sum_{j=0}^{N-1-|k|} c_j c_{j+|k|} \mid |k| < N \mid |k| \geq N \right\}$$

è limitata in ampiezza cioè $|R_c(k)| \leq 1$ per $k \neq 0$. Sono note le sequenze di Barker per valori di $N = 2,3,4,5,7,11,13$. Per k pari $R_c(k) = 0$ mentre per k dispari $R_c(k) = -1$ quanto $N=3,7$ e 11 .

Capitolo 6

LEZIONE 6 - 7/4/08

6.1 Modulazione CCK

Lo Spread Spectrum permette di raggiungere velocità di 1 o 2 Mbps per l'802.11. Per raggiungere velocità maggiori si utilizzano tecniche che garantiscono una maggiore efficienza in banda. Le versioni di 802.11 differiscono nello strato fisico. Per ottenere lo spreading si possono utilizzare i codici polifase complementari: **Complementary Code Keying (CCK)**. I CCK hanno ottime proprietà di immunità nei confronti del multipath e compatibilità con precedenti standard che adottano DSSS. Ciò poichè sono comunque tecniche SS, tanto più quanto la banda è elevata. I codici CCK utilizzano chip con valori complessi quaternari piuttosto che chip a valori binari reali \Rightarrow aumenta il numero di parole codice disponibili \Rightarrow aumenta la velocità di TX a parità di banda. In particolare i chip possono assumere valori non solo pari a $+1$ e -1 ma anche $+j$ e $-j$. Dunque un chip si rappresenta con parte reale ed immaginaria poichè si hanno sequenze di spreading complesse. Non tutte le parole codice disponibili sono ortogonali \Rightarrow Utilizziamo anche parole codice non ortogonali perché si vuole trasmettere a velocità superiori (es., 11 Mbps in IEEE 802.11b). Se ci si accontenta di 5.5 Mbps le parole codice bastano a raggiungere tale velocità e dunque saranno tutte ortogonali tra loro. Si sceglie 5.5 o 11 Mbps in base alle condizioni del canale. I router sono predisposti per autoconfigurarsi in base al canale. La banda è sempre fissata per cui per aumentare la velocità bisogna aumentare l'efficienza spettrale. Questo aumento si paga in complessità poichè si aumenta il numero di codici. I codici ortogonali CCK rappresentano un modo per aumentare l'efficienza spettrale dei sistemi DSSS. Ad ogni blocco di bit di informazione di lunghezza N si associa una sequenza di simboli di trasmissione (parola codice). I codici CCK sono una estensione di quelli binari in quanto i valori sono complessi

piuttosto che reali. I bit di informazione sono raggruppati con un convertitore serie /parallelo in blocchi da N e convertiti in simboli appartenenti ad un alfabeto di $2N$ simboli. Si passa da R_b bps a R_b/N simb.ps ossia la velocità in termine di parole codice al secondo si riduce di N volte (in 802.11 N vale 8). Ogni simbolo è codificato in una parola codice lunga k (k chips) con simboli appartenenti ad un alfabeto di L simboli (codice L -ario) dove k è un parametro da stabilire così come è da stabilire N . Il modulatore deve avere tanti segnali quanto è N . Le parole codici sono mutuamente ortogonali. Ogni simbolo della parola codice è trasmesso con una modulazione senza memoria (es. L-PSK).

6.1.1 Esempio: 802.11b

Si vuol trasmettere a 11Mbps. Tale velocità è compatibile con la banda di 2.2 MHz. N è il buffer in cui memorizzo il bit di informazione. Si sceglie $N=8 \rightarrow 2^8 = 256$ simboli. Ad ogni simbolo è associata una parola codice lunga 8 con simboli quaternari ($\pm 1, \pm j$). k è la lunghezza della parola codice e si ha $L = 4$; $k = 8 \rightarrow 4^8 = 65.536$ possibili parole codice. Le possibili parole codice sono 4^8 , di questo insieme se ne scelgono 256 costituite da 8 chips a valori quaternari e si scelgono in maniera che siano più ortogonali possibile (quanto più è piccolo il coefficiente di correlazione) tra di loro. $11Mps \rightarrow 11/8 = 1.375Msps \rightarrow 11Mcps \rightarrow 22Mhz$ perché 1Msps corrisponde una banda (null-to-null) di 2 MHz ($2/T_c = 2 \times 11MHz$) Ciò dimostra che è stata rispettata la banda di questo standard

Il seguente schema illustra lo schema per la modulazione e la demodulazione.

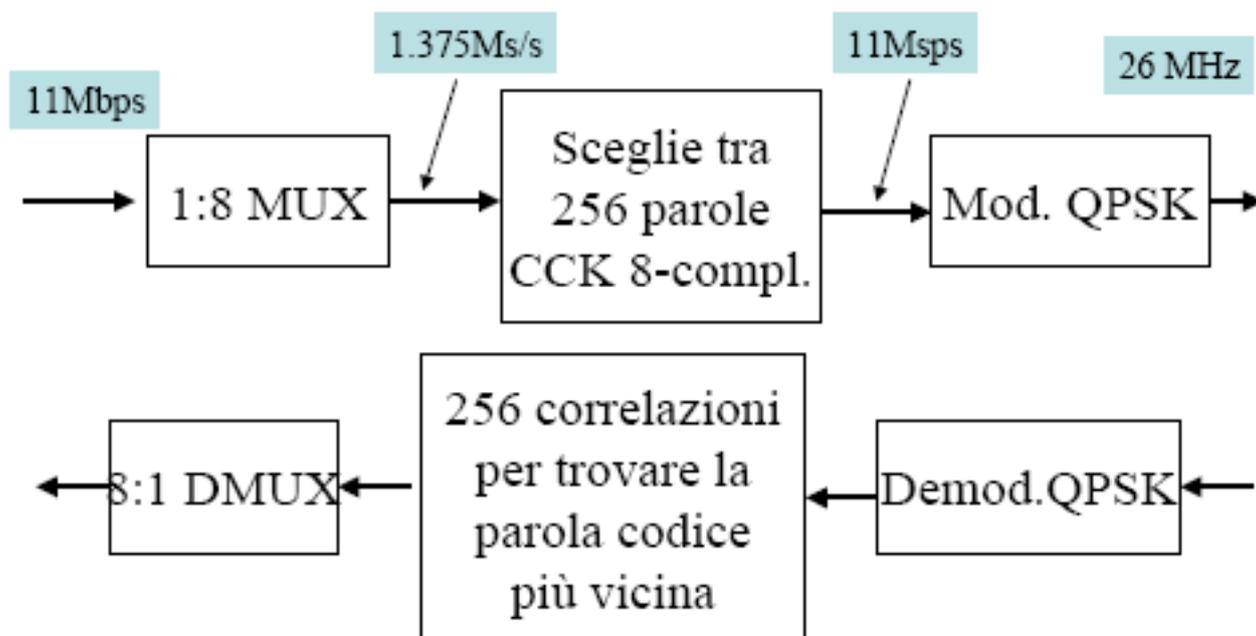


Figura 6.1: Schema di principio di TX/RX per sistemi CCK

Nel codificatore il codice è quaternario e il modulatore QPSK trasmette gli 8 simboli quaternari (4 segnali per ogni simbolo). Dal demodulatore esce un blocco di 8 simboli quaternari. Non è detto però che sarà una delle 256 parole poichè il demodulatore può sbagliare uno o più simboli a causa del rumore. Per questo si utilizza un demodulatore hard. Il blocco centrale del ricevitore deve decidere sulla base del risultato del demodulatore, in base alla probabilità con cui è stata trasmessa la parola. Per capire come opera il codificatore bisogna pensare ad una soluzione algoritmica. Le quattro coppie di bit del blocco determinano quattro fasi: $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4 \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3}{2}\pi\right\}$ e rappresenta la parola codice di 8 bit:

$$c \equiv \left(e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_2)}, e^{j\phi_1} \right)$$

A sequenze di 8 bit differenti corrispondono 8 bit differenti. Le parole codice sono $4^4 = 2^8 = 256$. In ogni componente compare sempre ϕ_1 per cui ϕ_1 può essere messo in evidenza e considerare 64 parole codice. Per giungere a 256 basta fare $64 \cdot 4$ poichè ϕ_1 può assumere 4 valori. $\Rightarrow \phi_1$ determina una rotazione di fase su tutti i chip cioè una modulazione 4-PSK su tutti i chip.

Dibit	Parametro di fase	Dibit (d_{i+1}, d_i)	Parametro di fase
(d_1, d_0)	φ_1	00	0
(d_3, d_2)	φ_2	01	π
(d_5, d_4)	φ_3	10	$\pi/2$
(d_7, d_6)	φ_4	11	$-\pi/2$

Esempio: $d_7, \dots, d_0 = 10110101 \Rightarrow \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4 = \pi, \pi, -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \Rightarrow$

$$c \equiv (1, -1, j, j, -j, j, -1, -1)$$

Figura 6.2: esempio CCK

La tabella seguente mostra la cross-relazione tra le parole codice e dimostra che non tutte le parole sono ortogonali. La Magnitude rappresenta l'ampiezza del prodotto scalare, il number il numero di parole codice ortogonali.

Magnitude	number
256	4
128	24
64	48
32	32
0	148

Sono 148 le parole ortogonali. Se si dimezza la velocità (da 11 a 5.5Mbps) servono $2^4 = 16$ parole codici che saranno certamente ortogonali. Per poter fornire differenti velocità di trasmissione: 1, 2, 5.5 e 11 Mbps sono previste due tipi di intestazione per la frame dello strato fisico: lunga e breve. 22MHz \Rightarrow nella banda 2.4 GHz ampia 125 MHz possiamo allocare 3 canali che non si sovrappongono. Lo standard prevede automaticamente la riduzione della velocità se le condizioni del canale non sono buone. La soluzione è compatibile con IEEE 802.11. I simboli binari da trasmettere sono raggruppati in blocchi da 6+2 \Rightarrow ad ognuno dei blocchi da 6 è associato uno delle $2^6 = 64$ parole codici di dispersione a 8 chip. Gli altri due bit sono utilizzati per una modulazione DQPSK dell'intero simbolo $\Rightarrow 64*4 = 256$ segnali a cui corrisponde la trasmissione di un byte (8 bit).

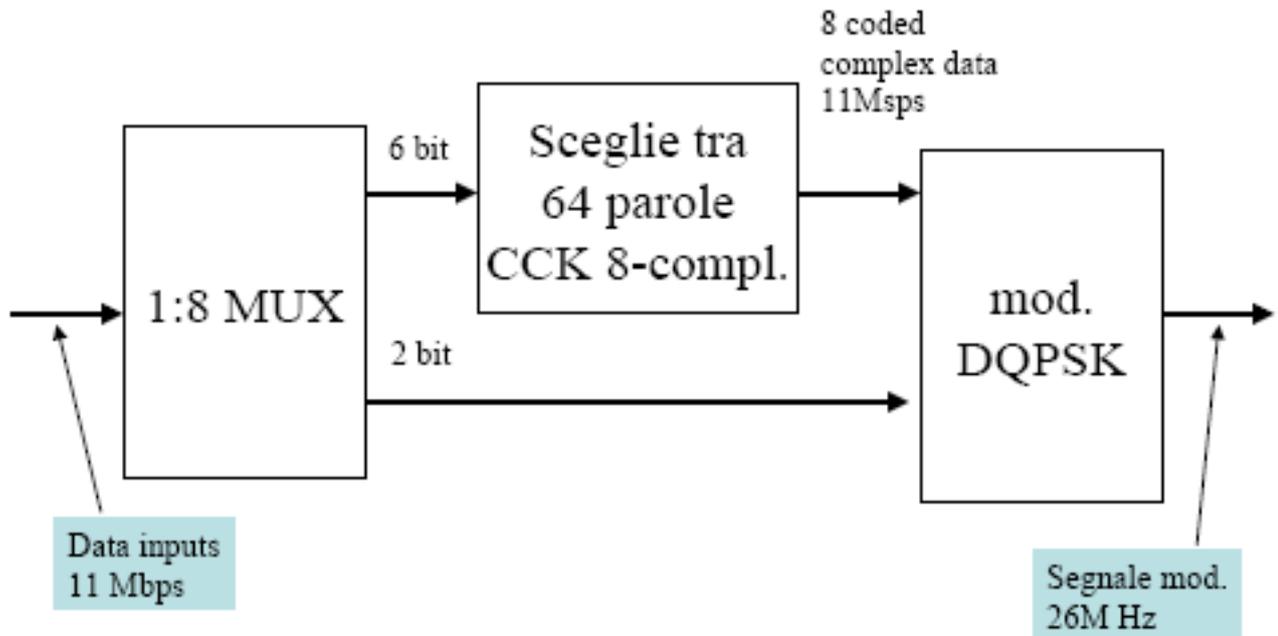


Figura 6.3: IEEE 802.11 b : schema semplificato TX

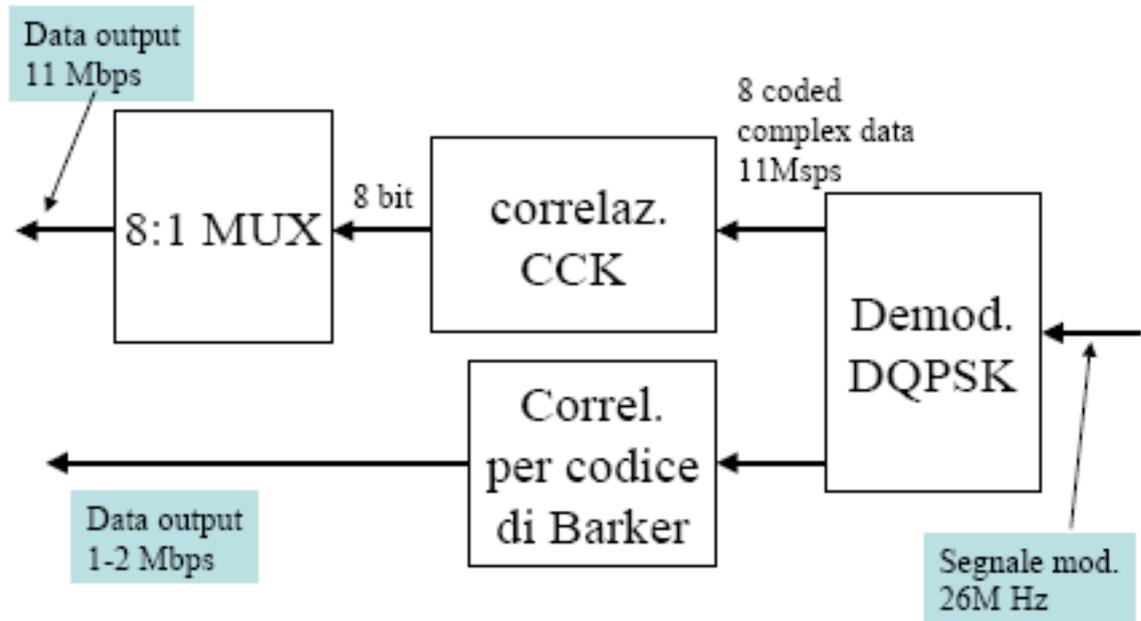


Figura 6.4: IEEE 802.11 b:schema semplificato RX

Il ricevitore è costituito di due parti: dal campo data rate della frame PLCP si riconosce quale ramo utilizzare:

- ricevitore per DSSS con il codice di Barker
- ricevitore per CCK

IEEE.802.11b prevede anche di trasmettere a 5.5 Mbps. In questo caso blocchi di 4 bits sono multiplati: due bit sono ancora usati per la modulazione DQPSK e due bit sono usati per scegliere tra 4 parole codici ortogonali a 8 chips quaternari.

6.2 OFDM

Nelle reti WLAN e nei collegamenti wireless punto-punto fissi (Local Multipoint Distribution Service- LMDS) le esigenze di elevate coperture e elevata mobilità sono contenute. Si abbandonano le tecniche a singola portante (single carrier) e si passa a modulazioni multiportanti. Il flusso informativo si divide in n parti ed ognuno si trasmette su una portante. Per garantire l'alta efficienza spettrale bisogna garantire la sincronizzazione tra le portanti. Enfasi su elevate velocità di trasmissione \Rightarrow Diffusione della tecnica Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Con OFDM gli spettri si possono

anche sovrapporre e dunque si risparmia in banda rispetto a FDM. OFDM si realizza con tecniche digitali mentre FDM con tecniche analogiche. OFDM si utilizza con canali soggetti a multipath ossia selettivi in frequenza. Due esempi applicativi di OFDM sono 802.11a e HIPERLAN2. **N.B. 802.11a e 802.11g sono praticamente la stessa cosa ed hanno le stesse caratteristiche. L'unica differenza è che 802.11a opera a 5.4GHz mentre 802.11g a 2.4 GHz.**

Sono previste per IEEE 802.11a 48 sottoportanti per i dati, 4 sottoportanti pilota e 12 portanti virtuali (event. utilizzate per altri scopi) per un totale di 64. La durata dei simboli OFDM è di $4\mu s \gg 20nsec \Rightarrow$ l'effetto multipath è molto ridotto \Rightarrow equalizzazione di canale molto semplice (filtro FIR del secondo ordine). 20nsec (dispersione temporale del canale) è trascurabile rispetto a $4\mu s$. Più portanti ci sono più si riduce il bit rate sul singolo flusso ed aumenta la durata del simbolo fino a che è sufficientemente grande rispetto alla dispersione del canale. In questo modo la dispersione è trascurabile. La tecnica OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) è diventata popolare da pochi anni grazie alla possibilità di una realizzazione semplice via IFFT/FFT. OFDM è una tecnica Multiportante, Multirate, e Multisimbolo.

- Multiportante: si utilizzano più portanti per trasmettere un flusso informativo
- Multirate: il TX adatta il rate di trasmissione alla qualità del canale.
- Multisimbolo: alfabeti multisimbolo per aumentare il bitrate a parità di banda disponibile

Invece di modulare una singola portante a R_s bps si usano N portanti equipaziate di circa R_s/N Hz e modulate a R_s/N bps. Vantaggio: I singoli canali di banda ridotta di N volte introducono molto meno distorsione in frequenza \rightarrow equalizzazione più semplice. Se N è sufficientemente grande il baud rate R_s/N sarà sufficientemente piccolo e, quindi la durata di simbolo sufficientemente grande da poter, eventualmente, trascurare il multipath spread. La tecnica multiportante si realizza mediante due possibili schemi:

- OFDM per applicazioni punto-multipunto (broadcast). Non prevede in generale il ricorso al bit-loading
- Discrete multitone (DMT) per applicazioni punto-punto come ad esempio per Digital Subscriber Loop (xDSL). In questo caso grazie al canale di ritorno è possibile ottimizzare la trasmissione allocando opportunamente i bit sulle singole portanti.

Gli svantaggi della tecnica multiportante sono:

- Elevato rapporto potenza di picco/potenza media: il segnale multiporante è la somma di molti contributi indipendenti dando luogo ad una distribuzione delle ampiezze gaussiana.
- Sensibilità agli errori di sincronizzazione: gli asincronismi di simbolo e gli offset di frequenza causano interferenza tra le portanti (ICI) e interferenza inter-simbolica (ISI)

Le applicazioni delle tecniche multiportanti sono:

- DMT: HDSL e ADSL
- OFDM: Digital Audio Broadcasting (DAB-T, DAB-S), Terrestrial Digital Video Broadcasting (DVB-T), IEEE 802.11a, Hiperlan 2

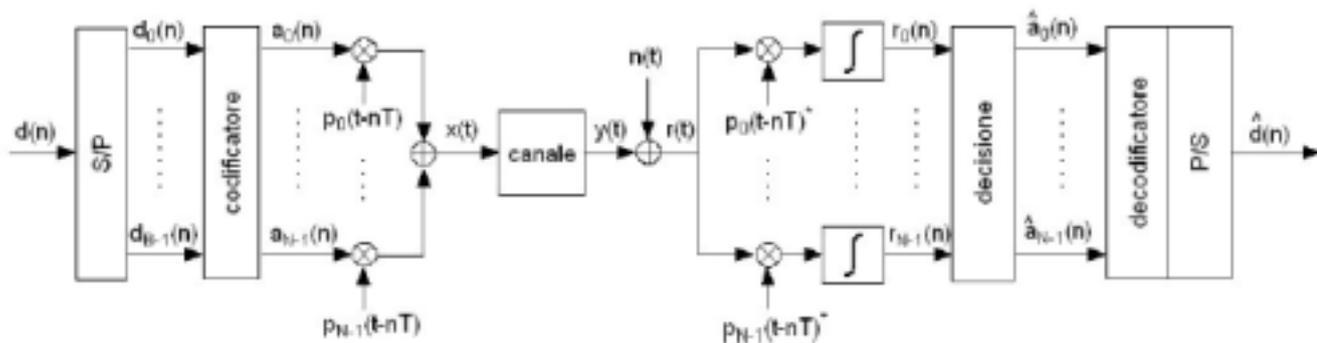


Figura 6.5: schema di principio di OFDM

Il blocco S/P è un convertitore serie/parallelo che ripartisce il flusso in B flussi. Il codificatore esegue il mapping, ossia associa ad ogni blocco di b bit una parola codice di n simboli. $x(t)$ è il segnale modulato che viene fuori da un blocco di n moltiplicatori (modulatori). $n(t)$ è il rumore termico gaussiano. Il blocco f funge praticamente da filtro passabasso. Questo è uno schema di principio e non realizzativo. T indica la durata del blocco, T_b la durata dei bit, i indica la portante, n indica il blocco che sto considerando. Si raggruppano $B = T/T_b$ bit alla volta $\rightarrow d(n) = (d_0(n), \dots, d_{B-1}(n))$. Il codificatore associa ad ogni $d(n) \leftrightarrow a(n) = (a_0(n), \dots, a_{N-1}(n))$ con $N < B$. N sarà tanto più piccolo di B quanto più la cardinalità dell'alfabeto dei simboli è elevata. Nell' n -simo intervallo di simbolo l' i -simo canale trasmetterà il simbolo $a_i(n)$.

6.2.1 Trasmissione

Il segnale che trasmetto nella slot temporale n-esima sarà la somma dei singoli segnali a valle dei modulatori.

$f_n(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)p_i(t - nT)$ con $nT \leq t \leq (n+1)T$ e $a_i(n)$ rappresenta la frame multicanale. Multicanale poichè è la somma di tante portanti tra loro mutuamente ortogonali. Il generico $a_i(n)$ è un simbolo scelto in un alfabeto che ha una certa cardinalità. In OFDM tutte le portanti hanno lo stesso alfabeto per reti punto-multipunto. Nelle reti punto-punto la portante può avere un alfabeto diverso a seconda delle condizioni del canale. Il segnale complessivo trasmesso è:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)p_i(t - nT) \right]$$

Si va da $-\infty$ a $+\infty$ per avere il segnale OFDM per tutto l'arco temporale. Non è un modello complicato. I simboli $a_i(n)$ possono essere anche complessi. Se sono reali ci si sta riferendo a PAM, se sono complessi a QAM.

6.2.2 Ricezione

Il segnale ricevuto $x(t)$ deve essere correlato (prodotto scalare) con le n portanti. L'integrale finale rappresenta una funzione di mutua correlazione tra due portanti (k-esima e i-esima) osservate in due intervalli diversi. L'uscita del correlatore i-esimo è:

$$r_i(n) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)p_i^*(t - nT)dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{N-1} a_k(m)p_k(t - mT) \right] p_i^*(t - nT)dt = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_k(m) \int_{-\infty}^{\infty} p_k(t - mT)p_i^*(t - nT)dt$$

All'uscita del correlatore vorrei trovare il simbolo $a_i(n)$. Bisogna dunque far in modo che il prodotto scalare $p_k(t - mT)p_i^*(t - nT)$ sia uguale a 0. Se:

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_k(t - mT)p_i^*(t - nT)dt = \langle p_k(t - mT), p_i(t - nT) \rangle = \delta_{k-1}\delta_{m-n} \Rightarrow r_i(n) = a_i(n)$$

Se scegliamo $p_i(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t-T/2}{T}\right) e^{j2\pi f_i t} \Rightarrow \langle p_k(t - mT), p_i(t - nT) \rangle =$

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t-T/2-mT}{T}\right) e^{j2\pi f_k(t-mT)} \text{rect}\left(\frac{t-T/2-nT}{T}\right) e^{-j2\pi f_i(t-nT)} dt =$$

$$= \frac{1}{T} \delta_{n-m} e^{-j2\pi(f_k-f_i)nT} \underbrace{\int_{nT}^{(n+1)T} e^{-j2\pi(f_k-f_i)t} dt}_{=0 \text{ per } f_i \neq f_k}$$

Se $f_i = l/T : \langle p_k(t - mT), p_i(t - nT) \rangle = \delta_{k-1}\delta_{m-n}$

Se $l=1 \Rightarrow$ minima spaziatura in frequenza tra le portanti \Rightarrow OFDM.

Tale scelta di $p(t)$ permette di sintetizzare il segnale attraverso IFFT/FFT.

6.2.3 Spettro di densità di potenza per OFDM

Bisogna verificare qual'è la banda del segnale OFDM. Assumendo che i simboli $a_i(n)$ e $a_j(n)$ sono indipendenti così come $a_i(m)$ e $a_j(m)$ si ha che:

$E[a_i(n)a_j^*(n)] = \sigma_{a_i}^2 \delta_{k-i} \delta_{m-n}$ La funzione di autocorrelazione del segnale PAM $x(t)$, poichè $x(t)$ è aleatorio sarà una funzione statistica:

$$r_x(t, \tau) = E[x(t)x^*(t-\tau)] = E\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)p_i(t-nT) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_k^*(m)p_k^*(t-\tau-mT)\right]$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} E[a_i(n)p_i(t-nT)a_k^*(m)p_k^*(t-\tau-mT)]$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \sigma_{a_i}^2 \underbrace{\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t-nT)p^*(t-\tau-nT)}_{rep_T[p(t)p^*(t-\tau)]}$$

$r_x(t, \tau)$ è periodica di periodo T ed è funzione sia di t che di τ , è ciclostazionario e non stazionario in senso lato.

$$S_x(f) = F \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T r_x(t, \tau) dt \right\} = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{N-1} \sigma_{a_i}^2 |P_i(f)|^2$$

$$P_i(f) = F \left\{ \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t-T/2}{T}\right) e^{j2\pi \frac{i}{T} t} \right\} = \sqrt{T} \text{sinc}(fT - i) e^{-j\pi(fT-i)}$$

$$S_x(f) = \sum_{i=0}^{N-1} \sigma_{a_i}^2 \text{sinc}^2(fT - i)$$

La banda impegnata è:

$$B_T = \frac{N-1}{T} + \frac{2}{T} = \frac{N+1}{T} \simeq \frac{N}{T}$$

In IEEE 802.11a: $B_T = 64/4.000 \text{ nsec} = 16 \text{ MHz}$

Nell'immagine seguente si vede come lo spettro esce fuori andando a comporre le N sinc distanziate di $\frac{1}{N}$. Le sinc si sovrappongono e ciò sottolinea che si tratta di OFDM e non FDM.

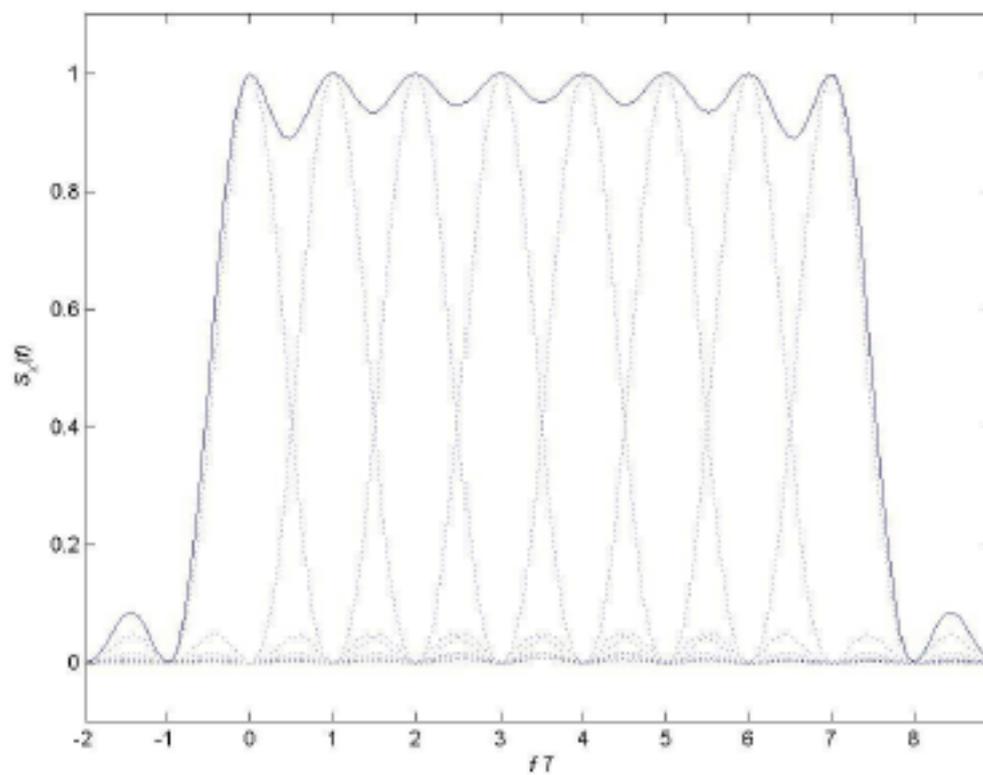


Figura 6.6: spettro OFDM

L'immagine seguente mostra lo spettro del segnale OFDM in 802.11a o g

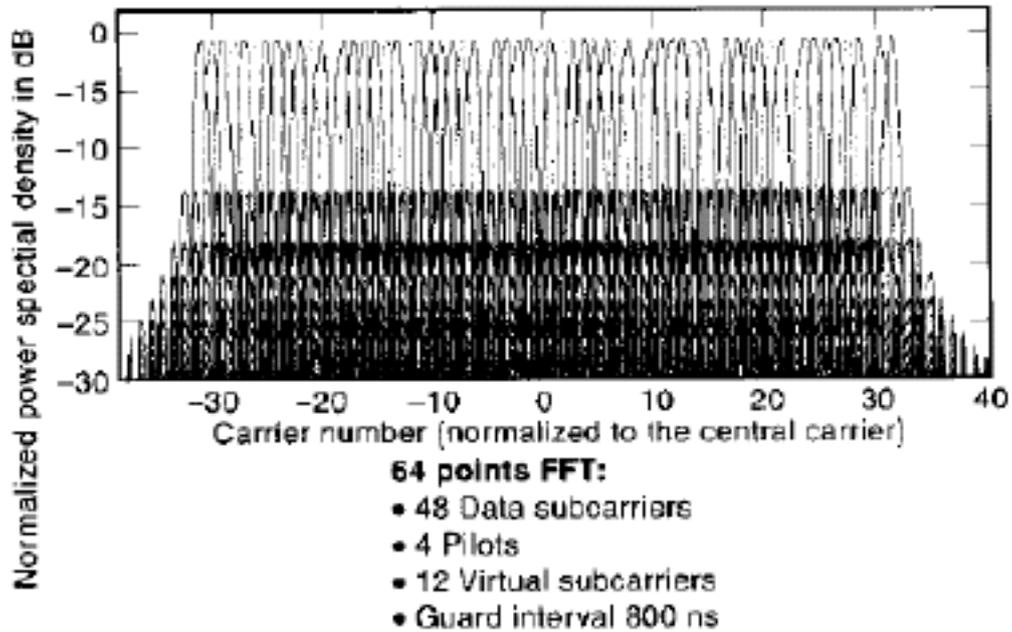


Figura 6.7: spettro di 802.11 a o HIPERLAN2

L'immagine seguente mostra lo schema di OFDM realizzato con tecnica digitale

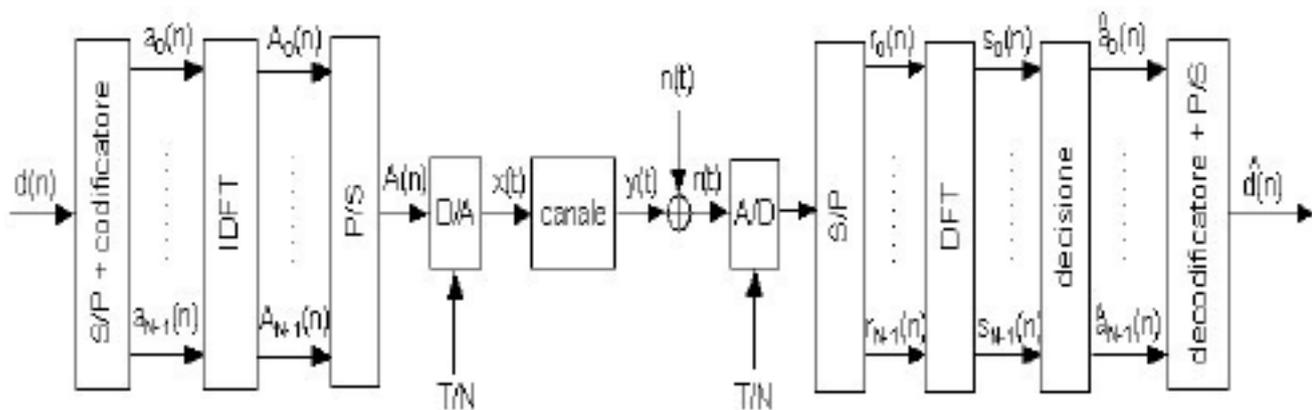


Figura 6.8: TX/RX con IFFT/FFT

$d(n)$ è il flusso di bit, S/P il convertitore serie parallelo digitale, IDFT effettua il mapping tra n simboli ed n simboli, D/A è un convertitore digitale-

analogico.

OFDM è una efficace contromisura nei confronti di canali multipath (es. canali radiomobili) selettivi in frequenza. La diversità in frequenza fornita dai sottocanali può anche essere utilizzata per introdurre ridondanza (codifica di canale Coded-OFDM utilizzata in DVB-T). Attraverso un canale di ritorno che informa il Tx della qualità dei singoli sottocanali è possibile ottimizzare le prestazioni ricorrendo a modulazioni e codifiche differenti sui singoli canali (bit-loading). Per aumentare il data rate complessivo basta aumentare il numero di portanti (sottocanali) in modo che il data rate sul singolo sottocanale resti costante. Per evitare la sovrapposizione tra “simboli consecutivi” (intersimbolo) è prevista l’introduzione di un tempo di guardia. Per poter utilizzare una implementazione con IFFT/FFT al posto del tempo di guardia si introduce un prefisso ciclico, ossia piuttosto che porre dei campioni pari a 0 si utilizzano dei campioni come prefisso.

6.2.4 Modulazione multisimbolo

Per aumentare il bit rate a parità di banda si utilizzano modulazioni con un maggior numero di simboli. Se fissato il periodo di simbolo e quindi la banda disponibile, si usano 4 segnali (4-PSK) piuttosto che 2 si raddoppia il bit rate perché si trasmette nello stesso intervallo di tempo T 2 bit piuttosto che 1. Segnalazioni efficienti in banda cioè con R_b/W più grandi sono le QAM (quadrature amplitude modulation). Per aumentare R_b/W bisogna aumentare la cardinalità dell’alfabeto.

Esempio $k = 4 \rightarrow 2^4 = 16$; $k=4$ significa che su ogni sottoportante si trasmettono 4 bit

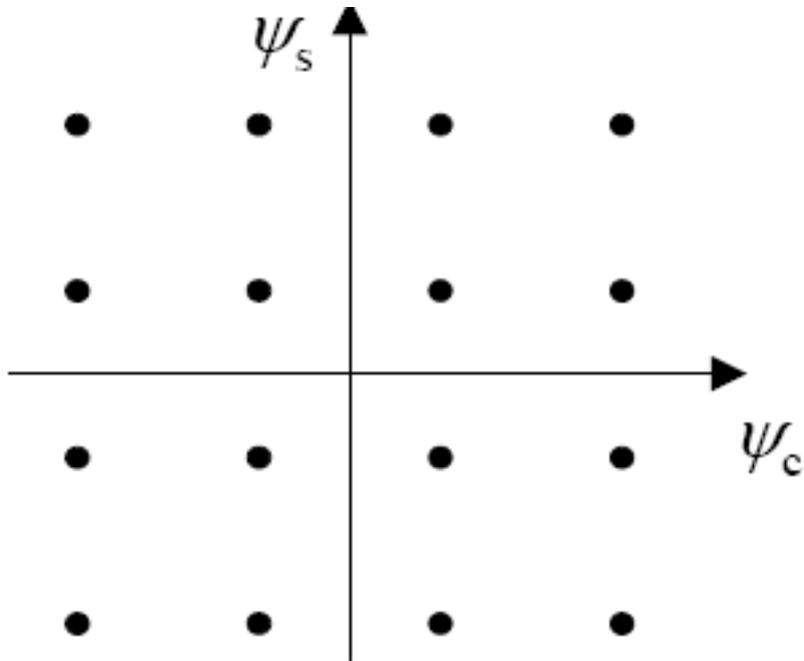


Figura 6.9: segnalazione multisimbolo bidimensionale

$$\psi_c(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\pi f_c t$$

$$\psi_s(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\pi f_c t$$

$$s_m(t) = s_{cm}\psi_c(t) + s_{sm}\psi_s(t) \text{ con } m=1, \dots, 16$$

L'immagine seguente mostra la segnalazione nel caso di 16QAM in cui si trasmette a 4 bit e di 64QAM in cui si trasmette a 8 bit.

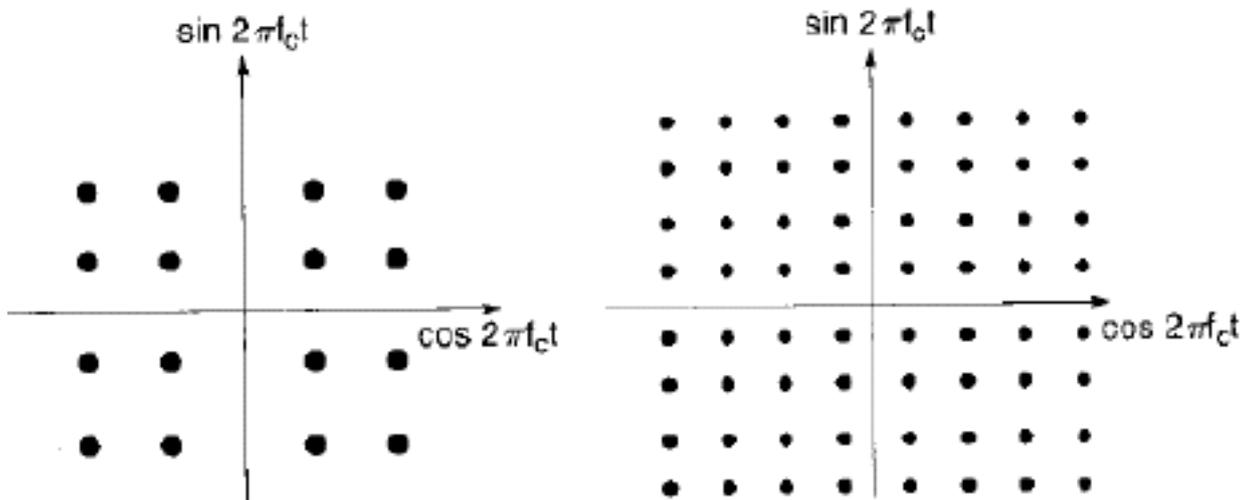


Figura 6.10: 16QAM e 64QAM

Nel secondo caso si raddoppia il numero di bit ed i simboli sono più vicini tra loro dunque l'effetto del rumore è maggiore. Si adotterà 64QAM quando le condizioni del canale sono migliori.

6.2.5 Trasmissione multirate

Se il terminale si allontana dalla stazione radio base (o dall'access point) il SNR ricevuto diminuisce e, se si vuole mantenere l'affidabilità ($P(e)$) ad un certo livello bisogna ridurre la velocità di trasmissione e, quindi l'efficienza spettrale. I moderni modem operano a bit rate variabile per tener conto delle mutate condizioni del canale. Per modificare il rate di trasmissione si agisce sulla cardinalità dell'alfabeto.

6.2.6 OFDM in 802.11a e in HIPERLAN2

64 canali:

- 48 – data subcarriers
- 4 – pilots
- 12 – virtual subcarriers

Intervallo di guardia: 800 nsec

250 Ksps = (4000 nsec)⁻¹ per subcarrier

Banda impegnata: 20 MHz

Banda del sottocanale = 20MHz/64 = 312,5 KHz

Efficienza spettrale = 250/312,5 = 0.8 simbolo/sec/Hz

Tasso di trasmissione dell'utente = 250 Kbps × 48 = 12Mpsps

Il bit rate dipende dalla tecnica di modulazione: se è BPSK si ha che $R_b/48 = 250$ kbps mentre se è 16 QAM $R_b/48 = 250 \log 16 = 1$ Mbps. Se si usa una 64 QAM allora $R_b/48 = 250 \log 64 = 1.5$ Mbps. La velocità effettiva di trasmissione dipende da quanti bit di ridondanza sono introdotti. In IEEE 802.11a si usa un codice convoluzionale con tasso $R=3/4$.

$R_b/48 = 750$ Kbps per 16QAM → $R_b = 36$ Mbps

$R_b/48 = 1.125$ Mbps per 64QAM → $R_b = 54$ Mbps

6.2.7 IEEE 802.11a

L'OFDM prevede l'inserimento di un intervallo di guardia per gestire la dispersione temporale di 800 nsec tenendo in conto il delay spread per garantire che non vi sia intersimbolo. In questo intervallo di guardia si trasmette una estensione ciclica del simbolo OFDM: Prefisso Ciclico (PC)

$$T = \frac{1}{250 \cdot 10^3} = 4000 \text{ nsec} \gg 800 \text{ nsec (tempo di guardia)} \Rightarrow \text{efficienza di utilizzazione} = \frac{4000}{4800} = 83\%$$

La spaziatura delle sottoportanti è di 312.5 KHz che è l'inverso della durata di simbolo meno l'intervallo di guardia cioè 3.2 μ sec: i formati di modulazione sono : BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM All'aumentare della distanza tra RX e TX diminuisce il data rate agendo sul tasso di codifica e sulla cardinalità dello schema di modulazione. Le velocità possibili sono 54, 36,27, 18, 12, 9, e 6 Mbps per coprire distanze fino a 100 metri. 6Mbps è raggiunta utilizzando BPSK e portando in conto la codifica di canale con tasso 1/2.

Velocità di TX	6,9,12,16,24,36,48,54Mbps
Modulazione	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64QAM
Numero di sottoportanti	64 (48 per dati ,4 pilota,12 virt.)
Spaziatura sottoportanti	312.5 KHz
Durata del simbolo OFDM	4 μsec
Intervallo di guardia	800 nsec
Spaziatura dei canali	20 MHz

Figura 6.11: Tabella di riepilogo

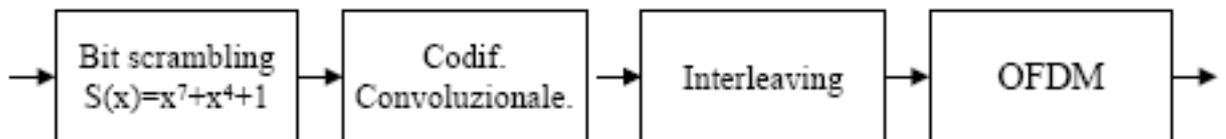


Figura 6.12: MODEM IEEE 802.11a e HIPERLAN 2

- bit scrambling: fa in modo che il processo iniziale abbia lo spettro piatto rendendo i simbolo incorrelati
- Codif. convoluzioneale: introduce la ridondanza statistica con tassi: $1/2, 9/16, 3/4$
- Interleaving: fa si che il codice convoluzioneale sia efficace. Interlaccia i flussi informativi di utenti diversi. Contromisura per burst di errori (fading temporale)
- OFDM: contromisura per fading selettivo in frequenza

I tassi di codifica e lo schema variano mantenendo costante il symbol-rate di 250 Ksps \rightarrow la frequenza di campionamento del segnale e i filtri del segnale restano gli stessi.

La figura seguente mostra lo schema del blocco dello scrambling V_i è uno shift register di 8 bit poichè nella relazione dello scrambling si ha x^7 , le XOR

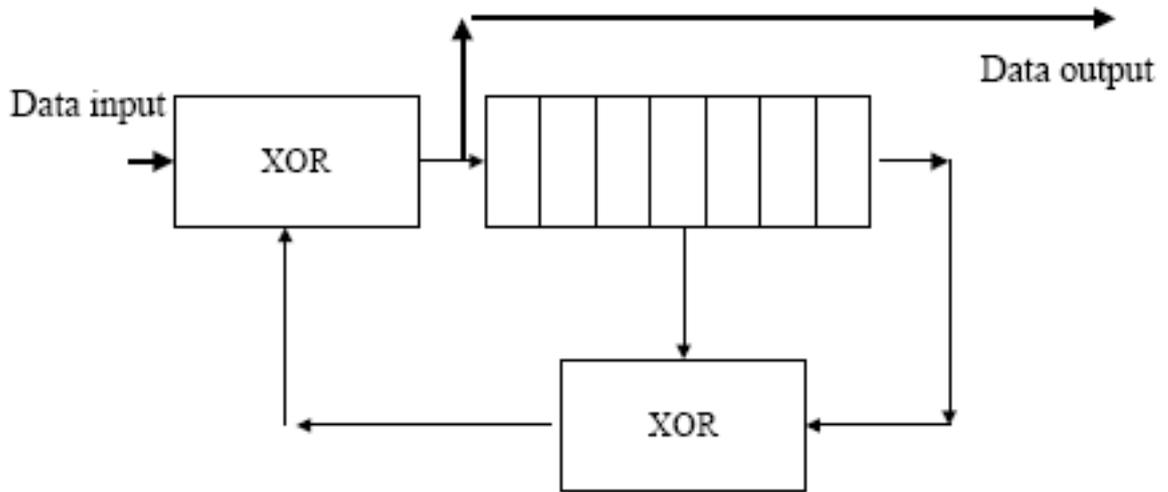


Figura 6.13: schema bit scrambling

effettuano una somma modulo 2. Funge da filtro AR in logica binaria e va a separare lo spettro in ingresso. In uscita si hanno i simboli decorrelati. Tale operazione va effettuata anche in ricezione dove però al posto di un filtro AR si utilizza un filtro FIR.

Di seguito si riassumono tutte le possibilità di funzionamento di 802.11a:

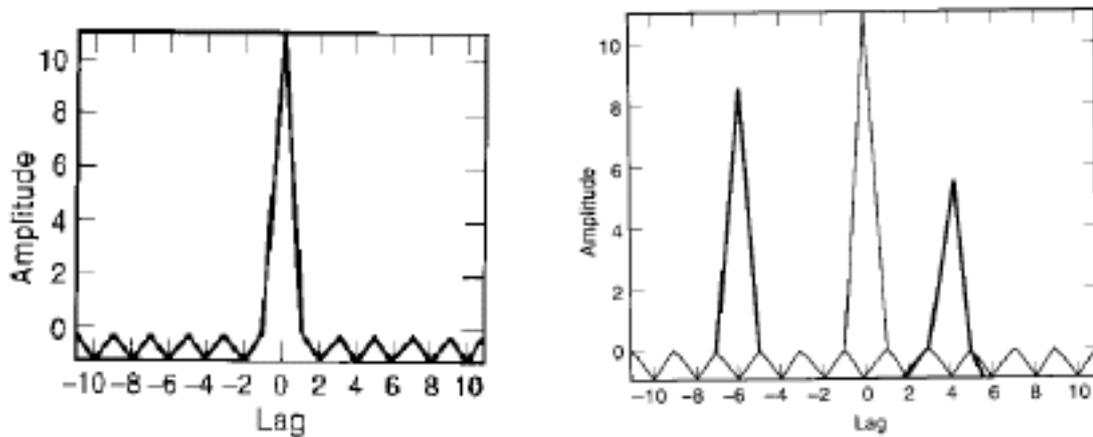
- BPSK con codice convoluzionale con tasso 1/2: $250 \text{ Ksps} \rightarrow 250 \text{ Kbps} \times 48/2 = 6 \text{ Mbps}$
- BPSK con codice convoluzionale con tasso 3/4: $250 \text{ Ksps} \rightarrow 250 \text{ Kbps} \times 48 \times 3/4 = 9 \text{ Mbps}$
- QPSK con codice convoluzionale con tasso 1/2: $250 \text{ Ksps} \rightarrow 250 \text{ Kbps} \times 2 \times 48 \times 1/2 = 12 \text{ Mbps}$
- QPSK con codice convoluzionale con tasso 3/4: $250 \text{ Ksps} \rightarrow 250 \text{ Kbps} \times 2 \times 48 \times 3/4 = 18 \text{ Mbps}$
- 16 QAM con codice convoluzionale con tasso 9/16: $250 \text{ Ksps} \rightarrow 250 \text{ Kbps} \times 4 \times 48 \times 9/16 = 27 \text{ Mbps}$
- 16 QAM con codice convoluzionale con tasso 3/4: $250 \text{ Ksps} \rightarrow 250 \text{ Kbps} \times 4 \times 48 \times 3/4 = 36 \text{ Mbps}$
- 64 QAM con codice convoluzionale con tasso 3/4: $250 \text{ Ksps} \rightarrow 250 \text{ Kbps} \times 6 \times 48 \times 3/4 = 54 \text{ Mbps}$

6.2.8 Ricevitore Rake

Segnale all'uscita del correlatore DSSS nel caso di multipath con tre cammini: ogni impulso ha durata $2T_c$

$2T_c < \tau_i \Rightarrow$ repliche risolvibili τ_i è il generico ritardo introdotto dal canale.

$T_b > T_D \Rightarrow$ assenza di ISI grazie a T_b elevato (R_b contenuti) $\Rightarrow R_b < B_c$ Le due figure seguenti mostrano ciò che si ha all'uscita del filtro. In particolare quella a sinistra mostra la funzione di autocorrelazione del codice di Barker. Il massimo si ha quando si ha perfetto sincronismo ($\tau = 0$). La figura a destra mostra l'uscita dal correlatore in presenza di multipath.



In un sistema DSSS un ricevitore che combina in maniera ottima (la combinazione deve minimizzare la probabilità d'errore o in presenza di AWGN massimizzare il rapporto segnale-rumore) le repliche ricevute per migliorare l'affidabilità della decisione è detto ricevitore RAKE. Si sfrutta la diversità temporale insita nel fenomeno del multipath.

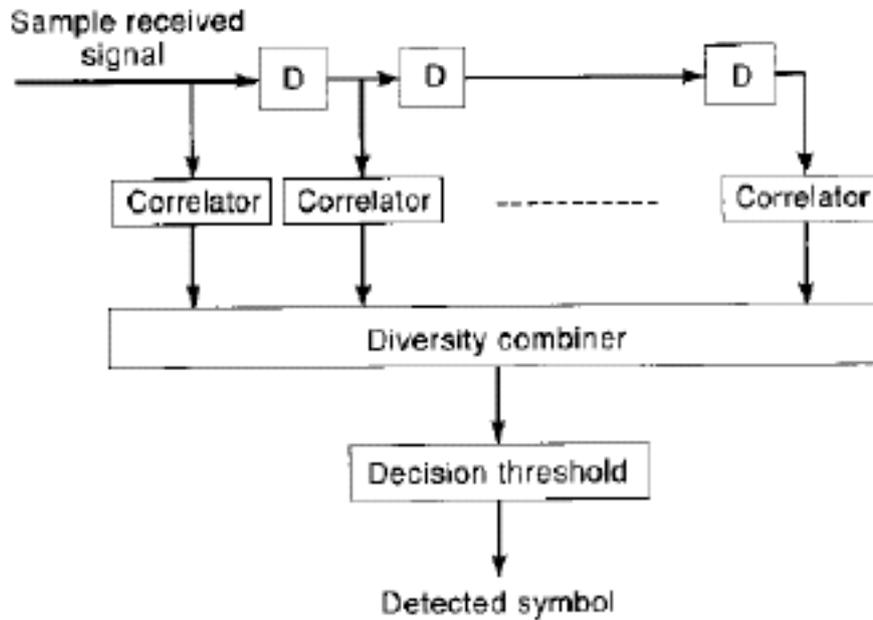


Figura 6.14: schema ricevitore RAKE

I ritardi D sono generalmente pari a $T_c/2$ per avere da 3 a 4 campioni dell'impulso triangolare. La tecnica di combinazione ottima è la maximal ratio.

Nella versione base dello standard IEEE 802.11 il chip Rate è 11 Mcps e il bit rate è 1 Mbps (codice di Barker). La risoluzione temporale è dell'ordine di $T_c = 1/11 \text{ Mcps} = 90 \text{ ns}$. Se $T_D < 1/11 \text{ Mbps} = 1000 \text{ ns}$ non causa ISI. Pertanto in WLAN IEEE 802.11 a 1 (o 2) Mbps è possibile isolare le repliche e non si ha ISI significativa.

Capitolo 7

LEZIONE 7 - 17/4/08

Le tecniche di accesso deterministiche (FDMA, TDMA, CDMA etc) non si prestano per traffico intermittente (a burst). Assegnare una connessione in maniera statica in scenari con traffico intermittente dà luogo ad uno spreco di risorse di canale. L'accesso random può garantire un uso efficiente e più flessibile del canale allorché il traffico è costituito da messaggi brevi e/o intermittenti. Le tecniche di accesso random sono state introdotte nelle Wired LAN. Esse vanno modificate quando utilizzate in scenari wireless LAN per portare in conto le differenti caratteristiche del canale (fading, interferenze). Le tecniche di accesso random si dividono in due grandi famiglie:

- Le tecniche ALOHA-based nelle quali non vi è alcun coordinamento tra i terminali e nessun tentativo di verificare l'occupazione del canale.
- Le tecniche basate sul Carrier Sense nelle quali il terminale, prima di trasmettere, sente se il canale è libero

La differenza tra le due tecniche è che in ALOHA non ci si preoccupa di verificare se il canale è occupato o no e si trasmette senza occuparsene. Ciò poiché tale tecnica è nata negli anni 70 e si supponeva un volume di traffico non elevato. CS invece si presta in prestazioni con più traffico ed è più complicato. La figura seguente mostra le diverse caratteristiche su cui si basano le varie tecniche. Nel caso slotted sono imposti degli istanti predeterminati in cui cominciare la trasmissione.

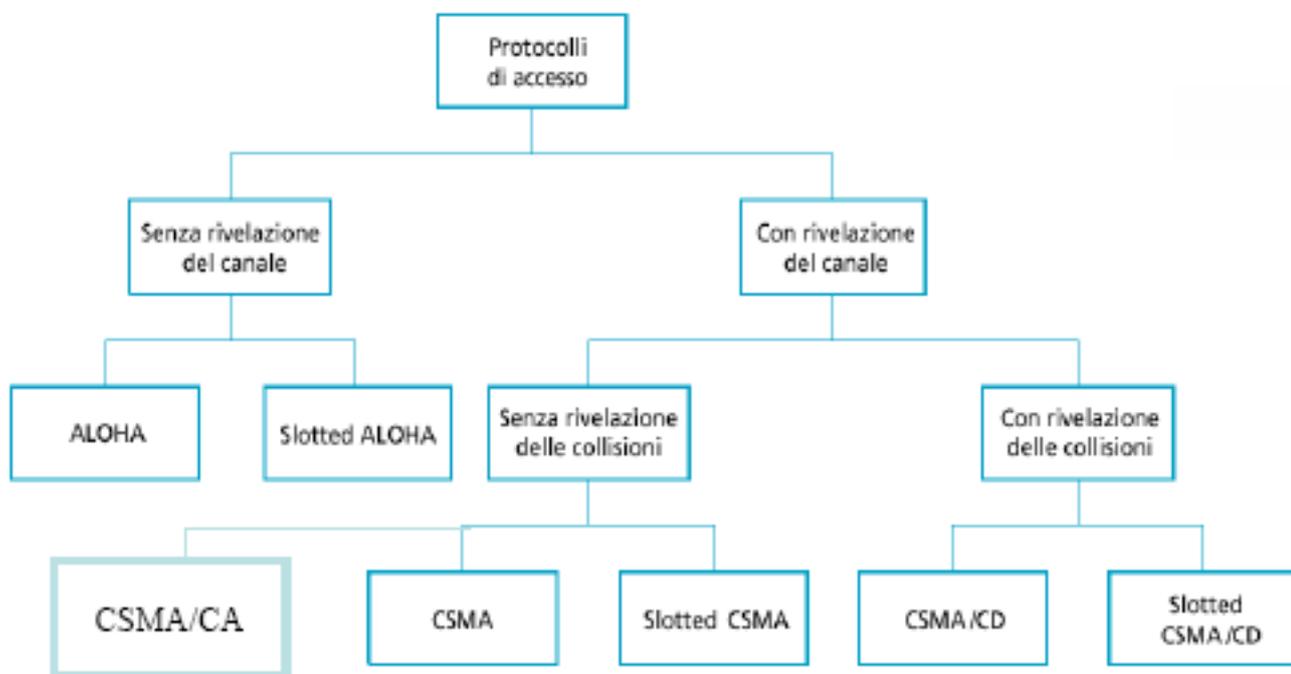


Figura 7.1: tassonomia delle tecniche ad accesso casuale

Quando si considerano tali tecniche ci si riferisce a tecniche a divisione di tempo. Il canale è unico e va ripartito tra vari utenti.

7.1 Protocollo ALOHA

Questo protocollo prende il suo nome dalla rete ALOHA realizzata presso l'Università di Hawaii nel 1971 (ALOHA in hawaiano significa hello) in banda UHF. Il protocollo ALOHA è molto semplice: quando un pacchetto arriva dagli strati superiori della pila protocollare, esso è immediatamente trasmesso dopo aver inserito una codifica per la rivelazione di errore. La BS, ricevuto il pacchetto, controlla se c'è stato errore e invia un ACK se non ha rilevato errori. Si introduce un po' di ridondanza per rilevare l'errore ma non per correggerlo. La figura seguente mostra un esempio di trasmissione di pacchetti con protocollo ALOHA.

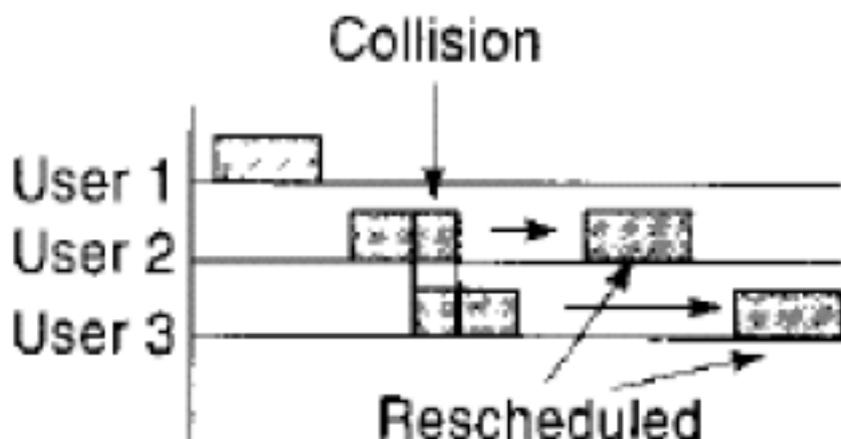
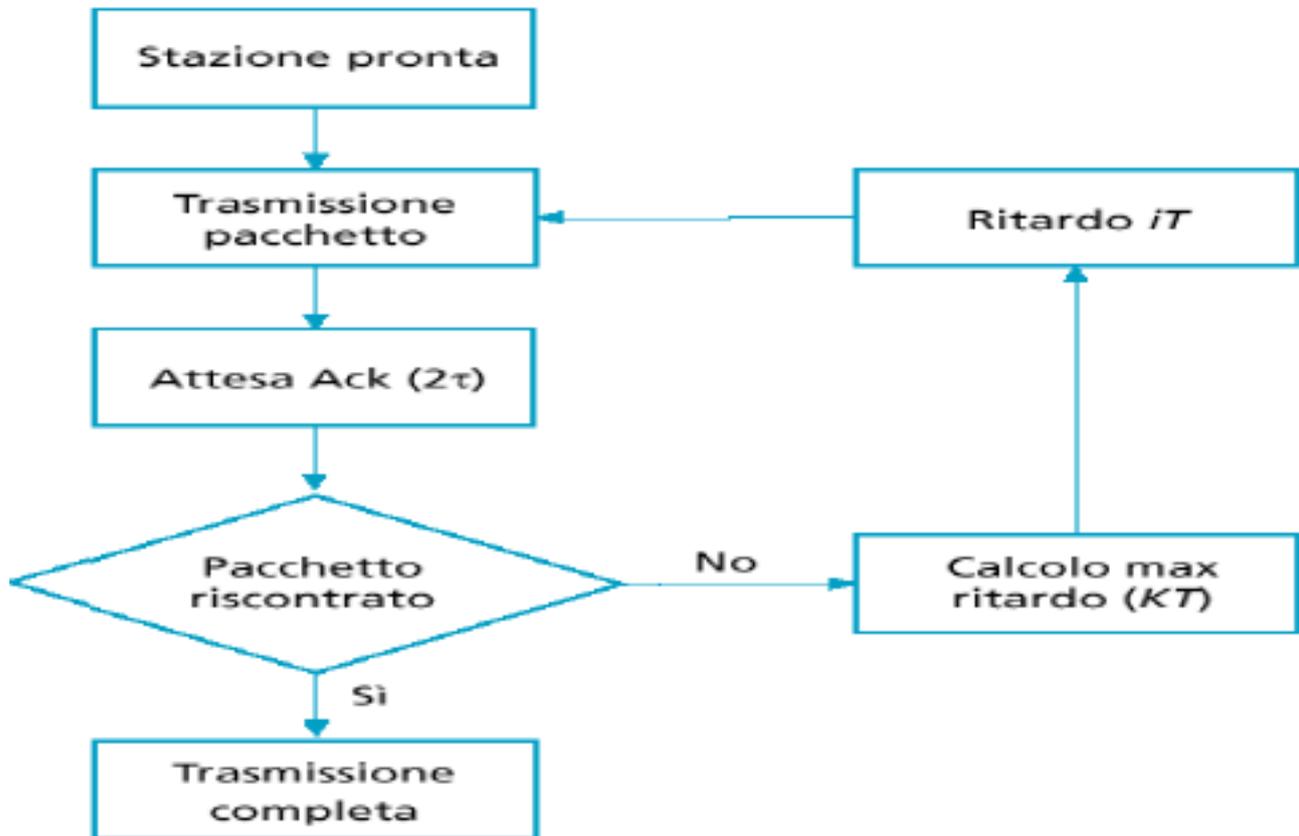


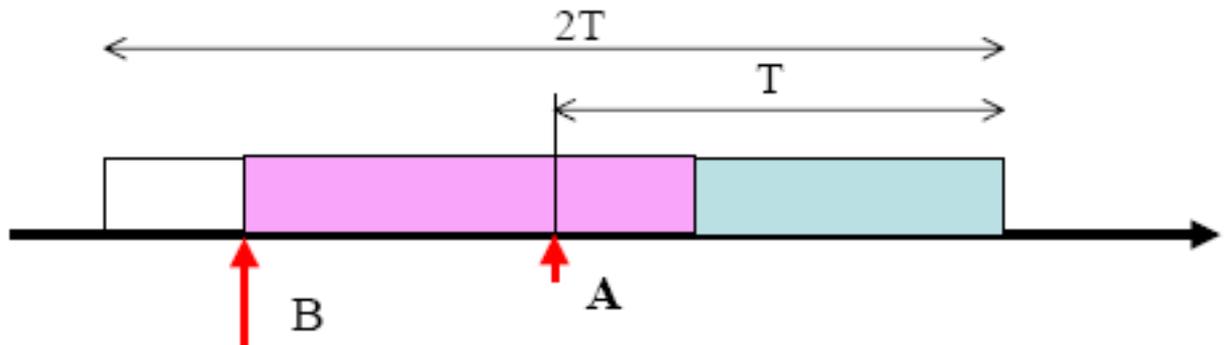
Figura 7.2: esempio di collisione di pacchetti

Poichè non c'è coordinamento vi è una collisione tra utente 2 e utente 3 e dunque non arriva l'ACK e bisogna ritrasmettere. Vi è un algoritmo che a partire da un tempo max multiplo di T (velocità di trasmissione) fa sì che non si ritrasmetta nello stesso istante. Dopo aver trasmesso il pacchetto il terminale aspetta l'ACK. per un intervallo di tempo superiore al massimo ritardo 2τ "round trip". Se non riceve ACK ritrasmette il pacchetto con una modalità di accesso ancora random. Il protocollo ALOHA è molto semplice perché non richiede alcuna sincronizzazione. In condizioni di traffico intenso, con pacchetti della stessa lunghezza, arrivi random e generati da molti terminali, il Troughput è $< 18\%$. L'immagine seguente mostra il diagramma di flusso del protocollo ALOHA



7.1.1 Calcolo del throughput

Il throughput è il numero medio di arrivi in un'unità di tempo e si indica con Λ . Si ha che $\Lambda = \frac{G}{T}$ dove G è il numero medio di tentativi di trasmissione da parte della MB (Mobile Station) nell'intervallo T della trasmissione di un pacchetto. Il periodo di vulnerabilità come si può vedere dalla figura seguente è $2T$



Bisogna imporre che in un intervallo $2T$ non vi siano arrivi per evitare collisioni. Assumendo:

1. gli arrivi regolati da una statistica di Poisson di parametro Λ :
 $p_k(t) = (\Lambda t)^k e^{-\Lambda t} / k!$ probabilità che in un intervallo t si generano k pacchetti
2. un numero infinito di MS ognuna delle quali offre un traffico infinitesimo.
3. lunghezza dei blocchi costante.

Si ha che il throughput S è dato dal numero medio G di pacchetti generati nell'intervallo T per la probabilità $p_0(2T)$ che nel periodo di vulnerabilità $2T$ non si generino pacchetti:

$$S = G \frac{(\Lambda 2T)^0}{0!} e^{-2T\Lambda} = G e^{-2G}$$

$$\underbrace{\max(S)}_G = 0.184 \text{ per } G=0.5$$

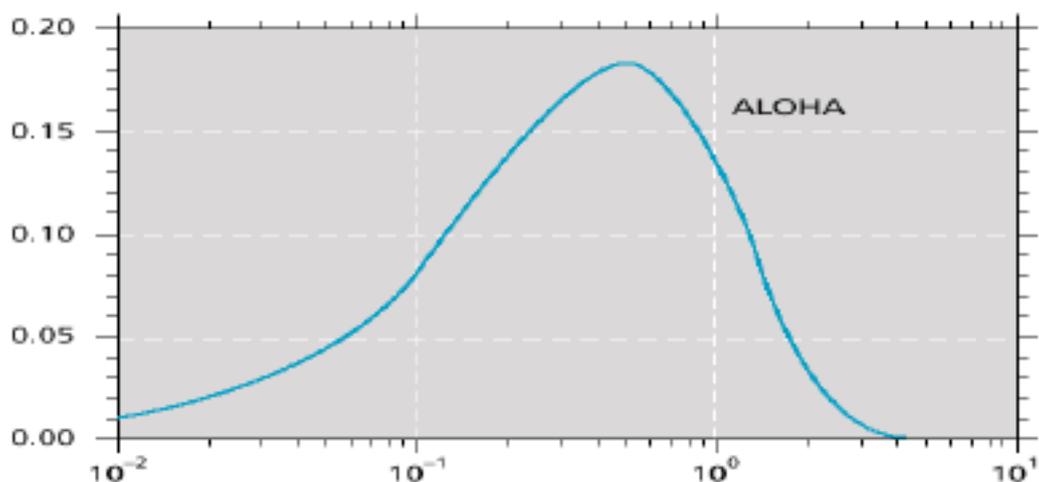
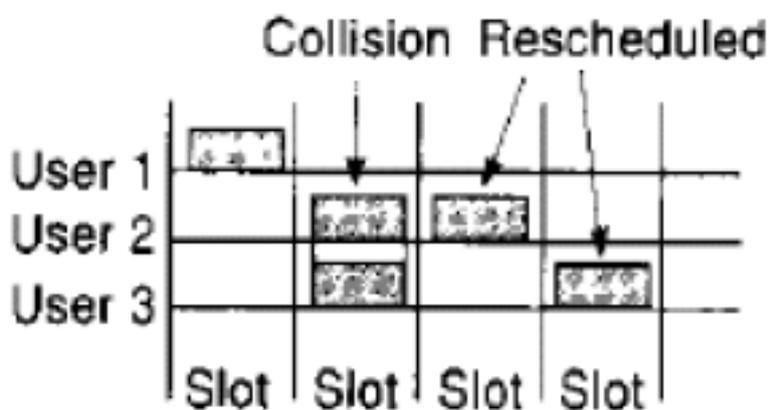


Figura 7.3: curva del throughput in ALOHA

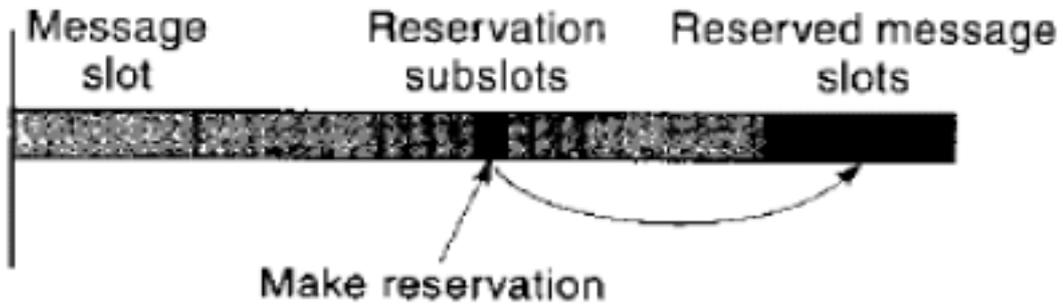
7.1.2 Protocollo ALOHA Slotted



E' necessario in questo caso una sincronizzazione tra tutte le stazioni: orologio comune. La BS invia in broadcasting un segnale di beacon per consentire alle MS di sincronizzarsi. Si dimostra che nelle stesse condizioni considerate per ALOHA puro il throughput si raddoppia (36%). Con slotted ALOHA si evitano le collisioni parziali. Si trasmette solo all'inizio di un dato intervallo. Le slot sono dimensionate in base alla dimensione del pacchetto. Il vantaggio dello slotted è che l'unica collisione può avvenire nell'arco temporale della slot. Il periodo di vulnerabilità si dimezza e il throughput si raddoppia.

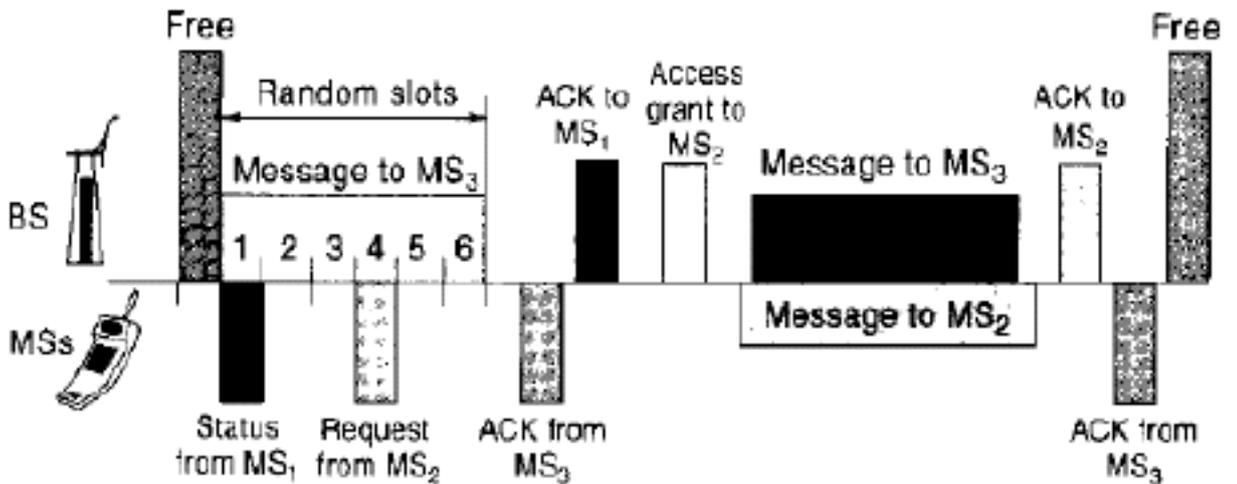
7.1.3 R-ALOHA

ALOHA è combinato con il TDMA: il tempo è diviso in intervalli di contesa ed intervalli senza contesa. Negli intervalli di contesa le MS gareggiano per accreditarsi gli intervalli privi di contesa (molto più lunghi) in cui inviare i pacchetti da trasmettere. Il tempo di contesa evita collisioni sul tentativo di prenotare la risorsa. L'immagine seguente mostra che esistono slot in cui si gareggia per contendere la risorsa (tempi in cui non c'è contesa)



Esistono varie forme di R-ALOHA.

Esempio: ALOHA Slotted dinamico Ipotesi: comunicazione full duplex, 3 MS. La BS deve trasmettere due messaggi a MS3, MS1 deve trasmettere un breve rapporto, MS2 deve trasmettere un messaggio lungo alla BS.



Le free frame indicano i periodi di contesa. Vi sono 6 slot di contesa. A seconda dello stato della rete gli slot di contesa aumentano o diminuiscono. Un ciclo Free è costituito da:

- Una notifica da parte della BS che informa le MS dell'intervallo di contesa.
- Un intervallo di contesa in cui le MS trasmettono in una slot scelta a caso le loro richieste.
- Un intervallo contention-free durante il quale le MS autorizzate trasmettono i loro messaggi

7.2 Carrier Sensing (CS)

Il CS per poter operare efficacemente richiede che il Tempo di propagazione sia \ll Tempo di Trasmissione (OK in reti poco estese). Se il canale è occupato si ritrasmette con un ritardo random. Il CS riduce notevolmente le collisioni aumentando così il Troughput. Esso è alla base della tecnica Carrier Sense Multiple Access (CSMA) detta anche LBT (Listen before talk).

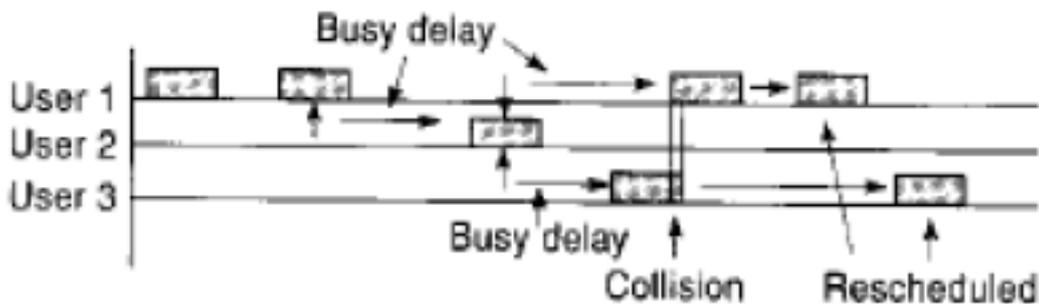


Figura 7.4: esempio di CS

In IEEE 802.3 (Ethernet) il sensing del canale è molto semplice: il RX confronta il livello del segnale presente sul canale con una soglia. In IEEE 802.11 il meccanismo di sensing è più complicato perché la dinamica del segnale è molto ampia (a causa del Fading) e l'interferenza può mascherare il segnale utile. Esso può essere eseguito sia a livello fisico oppure in maniera virtuale. Problema del terminale nascosto: due MS sono nel raggio di copertura di una terza MS ma tra di loro non c'è link. In questo caso il CSMA non può evitare le collisioni dei pacchetti inviati dai terminali nascosti. In IEEE 802.11 il problema del terminale nascosto è alleviato con una procedura 4-handshaking. Nelle reti ad hoc (non esiste nessuna infrastruttura) si può utilizzare un protocollo chiamato Busy-tone multiple access che divide la banda disponibile in due parti assegnandone una per il tono di busy. Ogni MS che ascolta il tono di busy lo ritrasmette in broadcasting in maniera da

“allarmare” le altre MS. Esistono numerose variazioni rispetto all’algoritmo base.

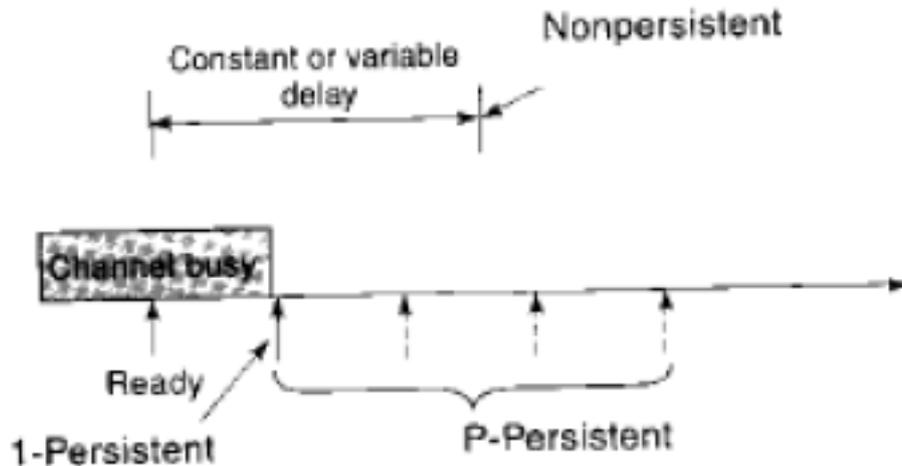


Figura 7.5: persistente e non persistente

- Non persistente: se il canale è occupato si riprova a trasmettere dopo un certo tempo. La MS ascolta il canale solo dopo il tempo di back-off
- Persistente: la MS dopo aver sentito il canale busy continua il sensing finché non sente il canale libero (1-persistente, p-persistente). Quando il canale è libero si aspetta un certo tempo prima di trasmettere. Se è 1-persistente parte subito l’algoritmo di back-off, se è p-persistente p indica la probabilità con cui parte l’algoritmo di back-off

Nelle wired LAN la tecnica di accesso più diffusa è la CSMA/CD (Collision Detection)(es. (802.3 fino ad alcuni gigabits/sec). Si differenzia dal CSMA perché durante la trasmissione il sensing continua e se è rilevata una collisione la TX è interrotta. Nel CSMA/CD non è necessario mandare ACK perché ogni MS si accorge delle collisioni. La MS che rileva la collisione manda un segnale di jamming per avvertire le altre MS di non considerare quanto trasmesso. Quando una collisione è rilevata parte l’algoritmo di back-off per individuare l’istante di ritrasmissione. L’algoritmo di back-off raccomandato da IEEE 802.3 è chiamato: Algoritmo binario esponenziale(BBE). Con questo algoritmo si individua il ritardo nella trasmissione allorché il canale è rilevato busy. Si sceglie a caso una slot temporale nella finestra $(0, w-1)$. w è detta finestra di contesa non ha un valore fisso ma si adatta all’intensità di traffico e dipende dal numero di trasmissioni fallite; più traffico c’è più deve essere ampia. Ha un valore minimo ed uno massimo e se bisogna superare il

valore massimo significa che la rete è congestionata. All'inizio $w = CW_{min}$ (CW indica la contention window). Ad ogni trasmissione fallita w si raddoppia fino ad un massimo di $CW^{max} = 2^m CW_{min}$. Il contatore del tempo di backoff è decrementato per ogni volta che il canale è "sentito" libero, congelato quando è rilevata una ritrasmissione e riattivato quando il canale è sentito libero per un tempo superiore a un DIFS. La Stazione trasmette quando il contatore si azzerizza se sente il canale libero. Se è occupato si rimette in contesa.

Capitolo 8

LEZIONE 8 - 17-4-08

8.1 CSMA/CA

Il CSMA/CA si basa su i seguenti elementi:

- Finestra di contesa (CW):utilizzata per la contesa e la trasmissione delle frame
- Interframe spacing (IFS):utilizzato per separare due intervalli di CW
- Contatore di Back-off:utilizzato per realizzare la procedura di back-off dei pacchetti da trasmettere

Nella figura seguente la MS1 trova libero il canale e solo dopo 1 IFS può trasmettere. La MS2 trova libero il canale ma dopo 1 IFS il canale è impegnato e dunque non può trasmettere.

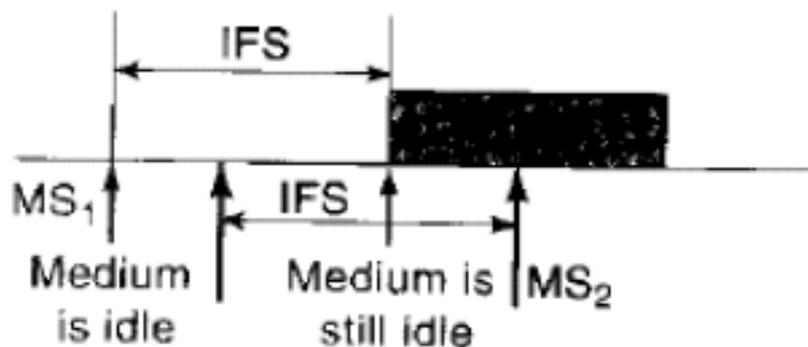


Figura 8.1: esempio di trasmissione

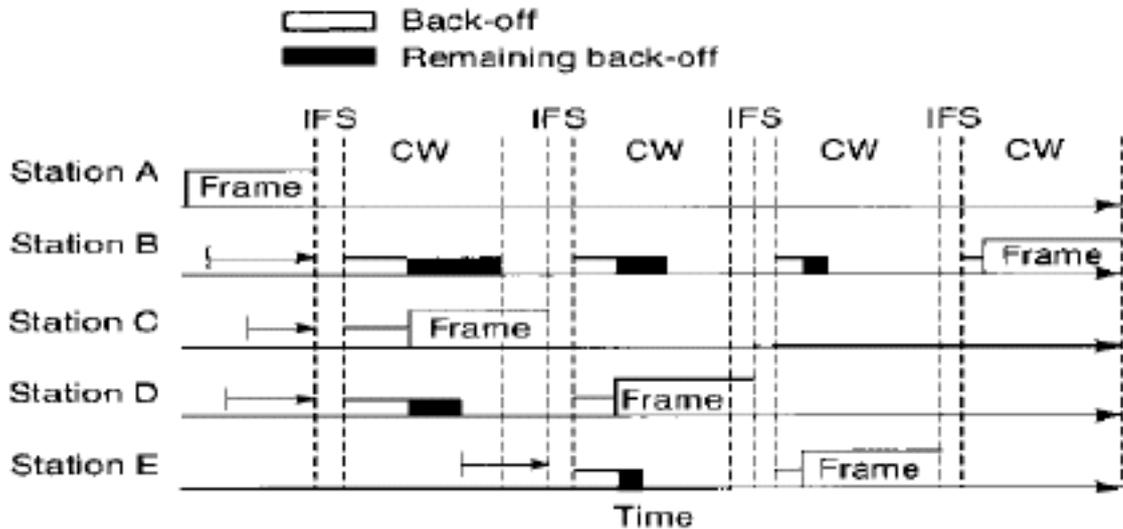


Figura 8.2: scenario d'esempio

Esempio di funzionamento Scenario: 5 MS, le MS 2,3 e 4 sentono il canale busy e fanno partire le procedure di Back-off. La stazione **C** ottiene il tempo più piccolo seguita da **D** e **B**: le MS continuano il sensing e postpongono la TX finché la TX di **A** non è terminata. Al termine della TX aspettano un IFS e fanno partire i loro contatori. **C** termina il suo conteggio e inizia la TX mentre **B** e **C** sentono il canale busy e arrestano i loro contatori. **E** inizia il suo sensing e, poiché il canale è busy genera il suo Tempo di Back-off che risulta più grande di quello rimanente di **D** ma inferiore di quello rimanente di **B**. **E** non fa partire il suo conteggio prima che **C** non termini la sua TX. Alla fine della TX di **C** le MS dopo un IFS ricominciano il conteggio. **D** completa il suo conteggio e fa partire la sua TX. **B** e **E** arrestano il loro conteggio finché **D** non ha terminato la sua TX. Il contatore di **E** si azzerava prima e quindi **E** inizia la sua TX

Vantaggi di questa procedura rispetto a quella di IEEE 802.3 (Ethernet): la procedura di Collision Detection è eliminata (meno hardware: le apparecchiature di TX e RX non devono operare contemporaneamente). I tempi di attesa sono mediamente distribuiti sulla base FIFO

8.1.1 Combining method

Il tempo è suddiviso in intervalli "comb" ed intervalli di TX. Durante gli intervalli comb le MS alternano ascolto e trasmissione in accordo ad un codice

(pattern) assegnato. Ogni MS continua con questa attività finché non sente una portante durante il periodo di ascolto. Se la MS fino alla fine del codice non sente portanti, allora TX il suo pacchetto. Se sente la portante postpone la sua TX fino al prossimo intervallo di comb. Praticamente nell'intervallo di comb si verifica la priorità tra i vari terminali. Se una MS ascolta una portante significa che ha una priorità più bassa e deve rinunciare alla trasmissione.

Esempio Scenario: tre MS con codici a 5 bit, 1 rappresenta la trasmissione, 0 l'ascolto

A ↔ 11101

B ↔ 11010

C ↔ 10011

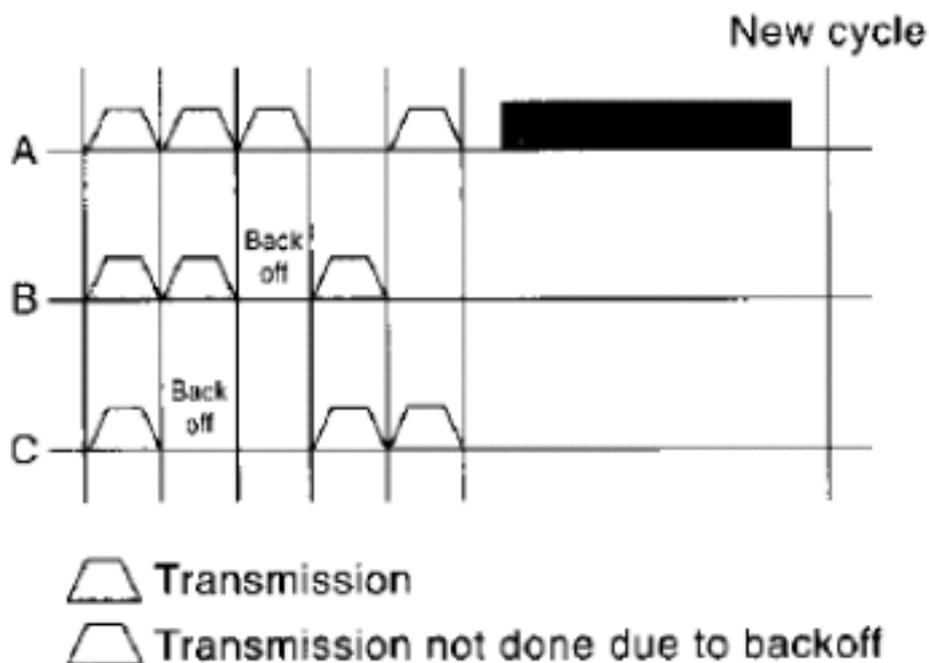


Figura 8.3: scenario d'esempio

Nel primo slot tutte le MS TX una portante (1 nei loro codici) Nel secondo slot **C** ascolta e sentendo le portanti di **B** e **A** rimanda la contesa al prossimo intervallo di comb. Nella terza slot **B** ascolta e rimanda la contesa al prossimo Comb. **A** continua il suo ciclo e alla fine del suo codice TX il suo pacchetto. Nel nuovo ciclo sarà eliminata la MS **C** e **B** TX il suo pacchetto.

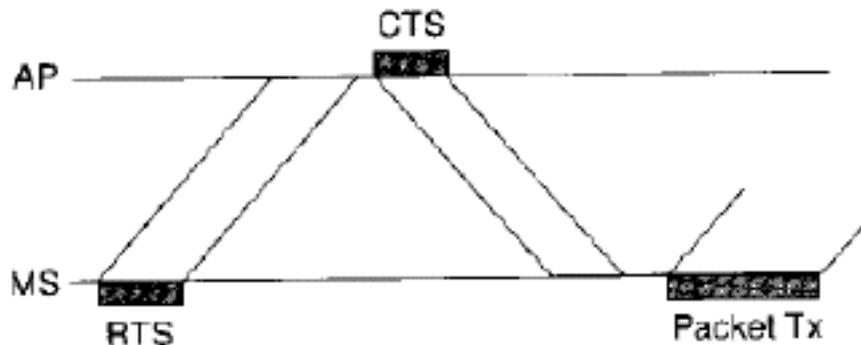
Nel CSMA/CA le priorità sono introdotte utilizzando IFS di durate differenti. Nel metodo Combining le priorità sono ottenute considerando differenti classi di codici.

8.1.2 Meccanismo RTS/CTS(4-way handshaking)

La MS pronta per TX invia un pacchetto RTS (Request-To-Send) corto(20 byte) che contiene:

- Il suo identificativo
- L'indirizzo del destinatario
- La lunghezza del pacchetto dati da TX

La destinazione risponde con un CTS e la MS che ha inviato il RTS invia il suo pacchetto senza contesa. Dopo l'ACK da parte del destinatario il canale è di nuovo disponibile. Il pacchetto CTS è di 16 byte poichè non si invia l'identificativo del mittente. Con questa tecnica si risolve anche il problema del terminale nascosto.



8.1.3 Prestazioni dei metodi di accesso random

Le prestazioni dei metodi ad accesso random sono misurate in termini di:

- Troughput di canale:

$$S = \frac{\text{numeromediodipacchettiTXconsuccesso/sec}}{\text{numeromediodipacchettiin canalee'ingradodiTX/sec}} \Rightarrow S \leq 1$$

Nota Bene: Questa definizione di troughput indica il livello di utilizzazione del canale. Spesso il troughput (definito a livello di strato applicazione) indica la quantità di dati consegnata per unità di tempo.

- Ritardo medio D cioè tempo medio di attesa prima della TX con successo normalizzato a T (durata della slot di TX) \Rightarrow Il ritardo medio D è misurato in numero medio di slot di TX che bisogna aspettare prima della TX.
Il traffico $G =$

Le relazioni tra S , G e D dipendono dai modelli di protocollo considerati e dalle ipotesi sul comportamento statistico del traffico, dal numero di terminali, dalla durata relativa dei pacchetti e dai dettagli della realizzazione del protocollo. Se si assume un grande numero di $MS(\infty)$ che generano pacchetti di lunghezza fissata con una distribuzione di Poisson si hanno i seguenti risultati per il throughput

Protocol	Throughput
Pure ALOHA	$S = Ge^{-2G}$
Slotted ALOHA	$S = Ge^{-G}$
Unslotted 1-persistent CSMA	$S = \frac{G[1 + G + aG(1 + G + aG/2)]e^{-G(1+2a)}}{G(1+2a) - (1 - e^{-aG}) + (1 + aG)e^{-G(1+a)}}$
Slotted 1-persistent CSMA	$S = \frac{G[1 + a - e^{-aG}]e^{-G(1-a)}}{(1+a)(1 - e^{-aG}) + ae^{-G(1-a)}}$
Unslotted nonpersistent CSMA	$S = \frac{Ge^{-aG}}{G(1+2a) + e^{-aG}}$
Slotted nonpersistent CSMA	$S = \frac{aGe^{-aG}}{1 - e^{-aG} + a}$

Il parametro $a = \frac{\tau}{T}$ condiziona le prestazioni di tutti i protocolli tranne ALOHA poiché in tecniche CS il tempo di trasmissione deve essere maggiore del tempo di propagazione.

Calcolo del ritardo di propagazione normalizzato Si determini il ritardo normalizzato a per IEEE 802.3 (10Mbps) e IEEE 802.11 (2Mbps)
In IEEE 802.3 la massima distanza è 200 metri e la velocità di propagazione nel cavo è stimata in 200.000 K/sec \Rightarrow

$$\tau = \frac{200}{2 \times 10^8} = 1 \mu\text{sec}, T_p = L_p T_b = \frac{1000}{R_b} = \frac{1000}{10 \times 10^6} = 100 \mu\text{sec} \Rightarrow a = \frac{1 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} = 0.01$$

In IEEE 802.11 invece considerando la velocità di propagazione=300.000 Km/sec e una copertura di 100m si ha:

$$\tau = \frac{100}{3 \times 10^8} = 0.33 \mu\text{sec}, T_p = L_p T_b = \frac{1000}{R_b} = \frac{1000}{2 \times 10^6} = 500 \mu\text{sec} \Rightarrow a = \frac{0.33 \times 10^{-6}}{500 \times 10^{-6}} = 0.66 \times 10^{-3}$$

Il ritardo normalizzato è molto più grande nel caso della rete Ethernet (IEEE 802.3)

8.1.4 Prestazioni degli algoritmi ad accesso random

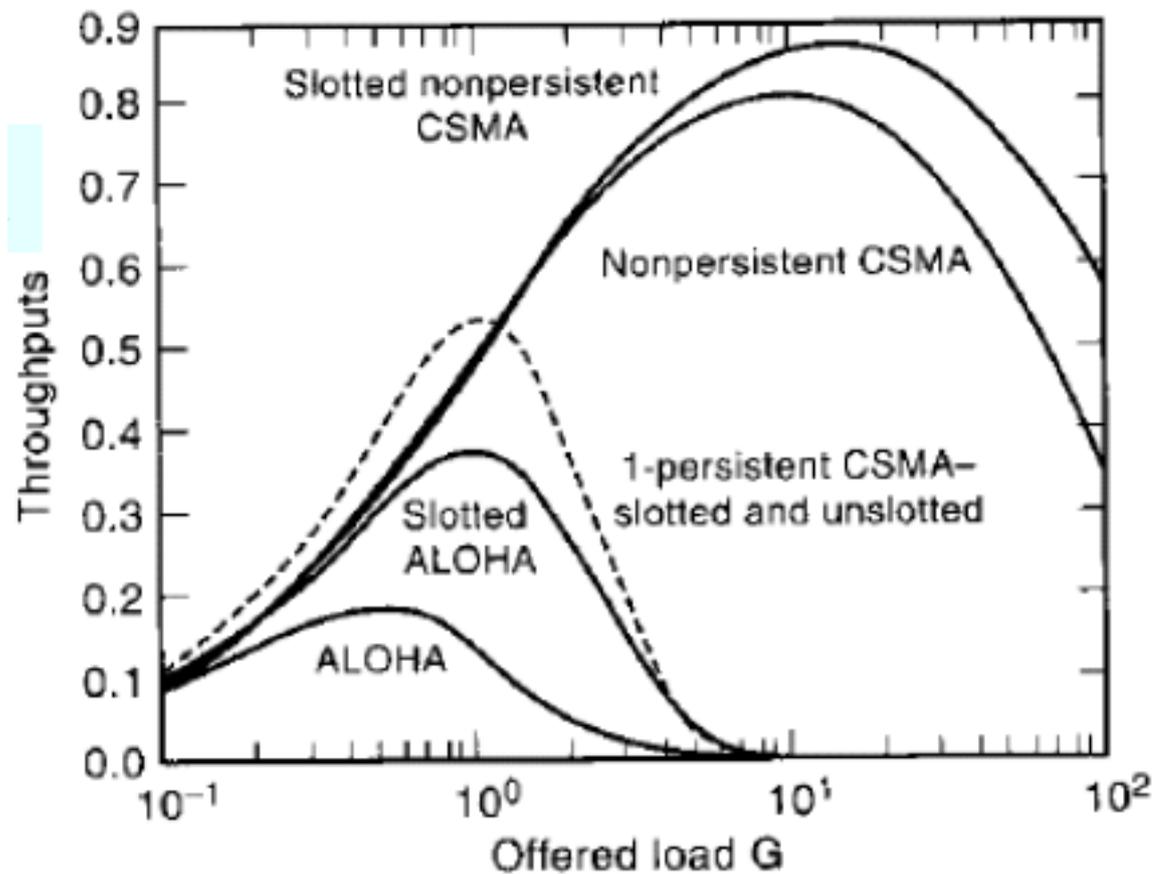


Figura 8.4: prestazioni del throughput

Nell'immagine mostrata poichè si considerano anche protocolli CSMA c'è bisogno di specificare il valore di a e si pone $a=0.01$. L'andamento delle

prestazioni è simile per tutte le tecniche. Inizialmente all'aumentare del traffico il throughput aumenta poichè non c'è ancora nessuna collisione (**REGIONE STABILE**). Si giunge ad un valore massimo di throughput S_{max} dopodichè decade poichè si hanno molte collisioni (**REGIONE INSTABILE**). La regione instabile può essere ridimensionata adottando nella ritrasmissione algoritmi di back-off. Le tecniche che offrono prestazioni migliori sono quelle CSMA che però non possono essere utilizzate per valori troppo bassi di a . Si nota dai risultati che le prestazioni del 1-persistent CSMA slotted e non-slotted sono praticamente le stesse. Per bassi G i protocolli 1-persistent danno le migliori prestazioni. Per valori più alti di G i protocolli non-persistent danno prestazioni superiori.

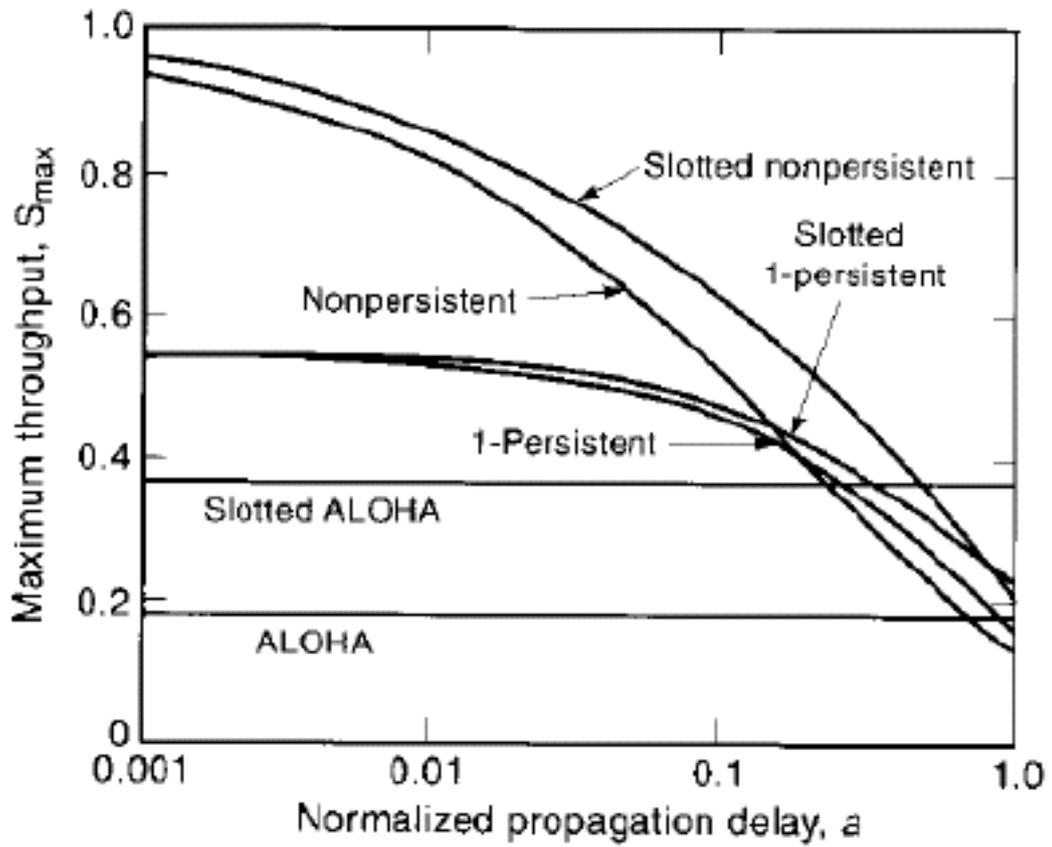
Esempio di applicazione Si consideri una rete centralizzata che può supportare un Data rate di 10 Mbps e serve un gran numero di terminali con un protocollo ALOHA puro. Calcolare il massimo data rate che può essere ottenuto e il corrispondente traffico offerto ripartendolo in bit consegnati e bit andati in collisione: In ALOHA puro il valore S_{max} è 18% e quindi:

$$R_D(\text{bit/sec consegnati}) = R_b \times 0.18 = 10 \times 0.18 \times 10^6 = 1.8 \text{ Mbps}$$

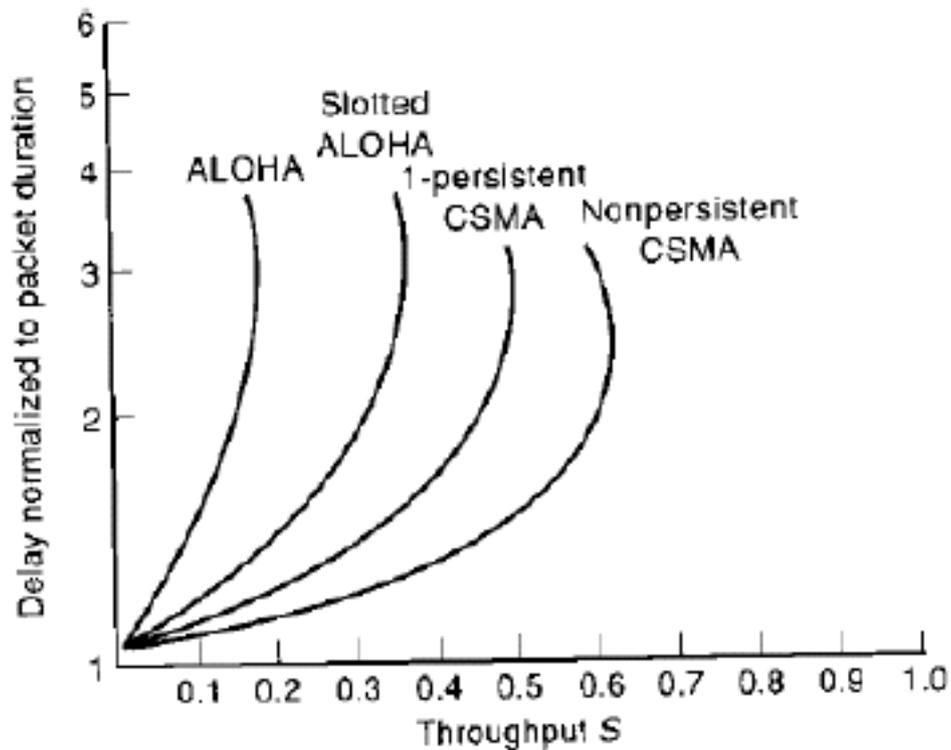
Il valore S_{max} si attinge per $G=0.5 \Rightarrow G = \Lambda T_b \Rightarrow \Lambda = 0.5 R_b = 5 \text{ Mbps}$ dove Λ rappresenta il numero di bit/sec

$5 \text{ Mbps} = 1.8 \text{ Mbps} + 3.2 \text{ Mbps}$ dove 3.2 Mbps è il rate dei bit andati in collisione e 1.8 il rate dei bit trasmessi.

La figura seguente mostra l'andamento di S_{max} in funzione di a



Si vede come i protocolli ALOHA non dipendono da a . All'aumentare di a il Carrier sensing funziona sempre peggio. I non-persistent come al solito vanno meglio per bassi traffici. La figura seguente mostra invece l'andamento del ritardo dei pacchetti trasmessi.



In applicazioni real-time il ritardo di TX è una caratteristica critica: se il ritardo è maggiore di alcune centinaia di msec il pacchetto non è più significativo. Il ritardo è legato al throughput: se esso si avvicina al suo massimo, il ritardo aumenta perché aumentano le ritrasmissioni (regione instabile).

N.B.: Le prestazioni dei metodi implementati (che introducono anche la procedura di back-off) possono essere significativamente diverse da quelle calcolate \Rightarrow Si procede per simulazione o per approcci analitici ad hoc. L'analisi del throughput di un protocollo wireless dovrebbe portare in conto anche due effetti:

- terminale nascosto: due terminali sono in copertura con l'Access Point ma non lo sono tra di loro \Rightarrow Nei metodi che utilizzano il CS si ha una degradazione delle prestazioni perché i due terminali non sentono le loro "carrier". Nei metodi ALOHA non si ha alcuna degradazione. Nelle applicazioni l'AP viene collocato in maniera ottimale rispetto alla copertura enfatizzando così l'effetto del terminale nascosto.

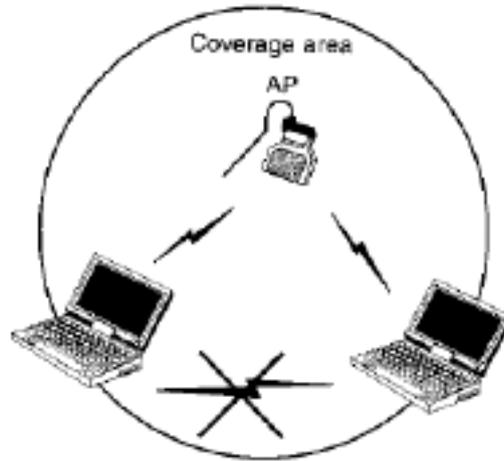


Figura 8.5: terminale nascosto

- effetto cattura: può accadere che nonostante la collisione tra due pacchetti la MS sia in grado di recuperare uno dei due pacchetti perché è stato trasmesso da una MS molto più vicina oppure perché uno dei due pacchetti è soggetto a fading meno ostile. L'effetto cattura da luogo ad un incremento delle prestazioni perché una aliquota di collisioni ha un buon fine. L'effetto cattura dipende dallo schema di modulazione utilizzato, dalla lunghezza del pacchetto e dal SNR.

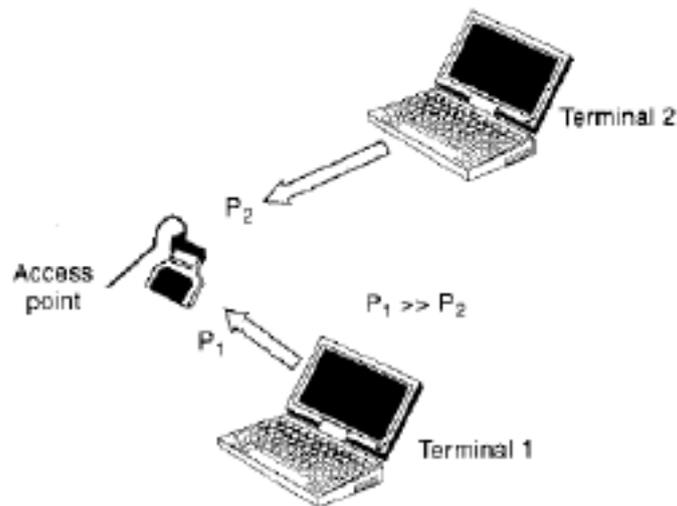
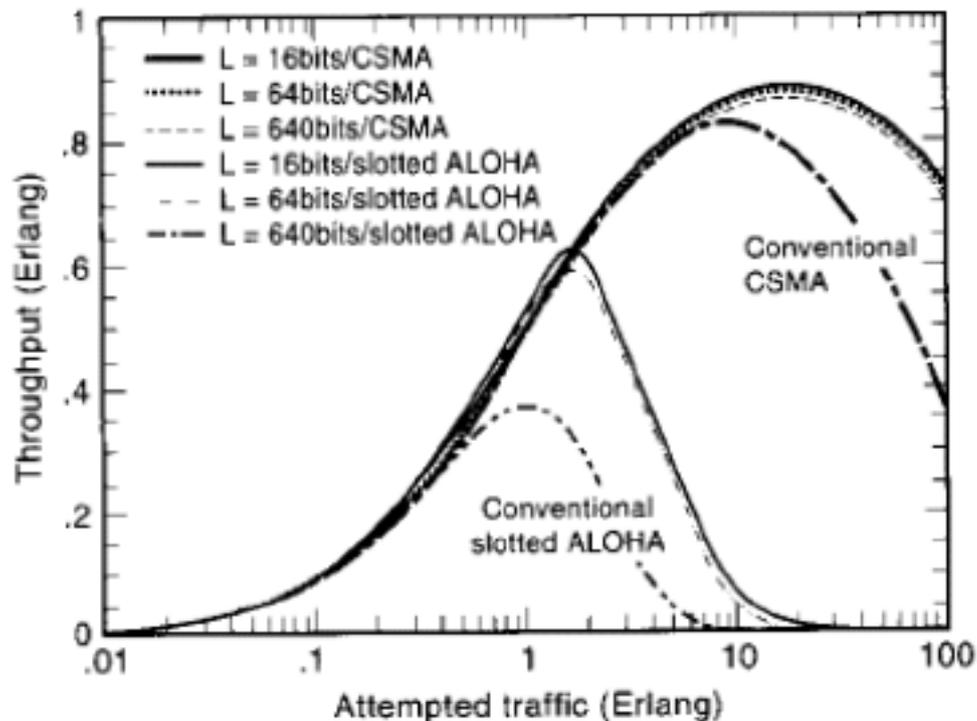


Figura 8.6: effetto cattura

- terminale sovraesposto: due terminali sono in copertura l'uno con l'altro ma devono trasmettere a terminali raggiungibili. Uno non trasmette poichè il CS rileva una portante mentre invece potrebbe comunque trasmettere entrambi.

8.1.5 Prestazioni in presenza di effetto cattura

La figura seguente mostra i risultati in presenza ed assenza dell'effetto cattura per CSMA convenzionale e slotted ALOHA

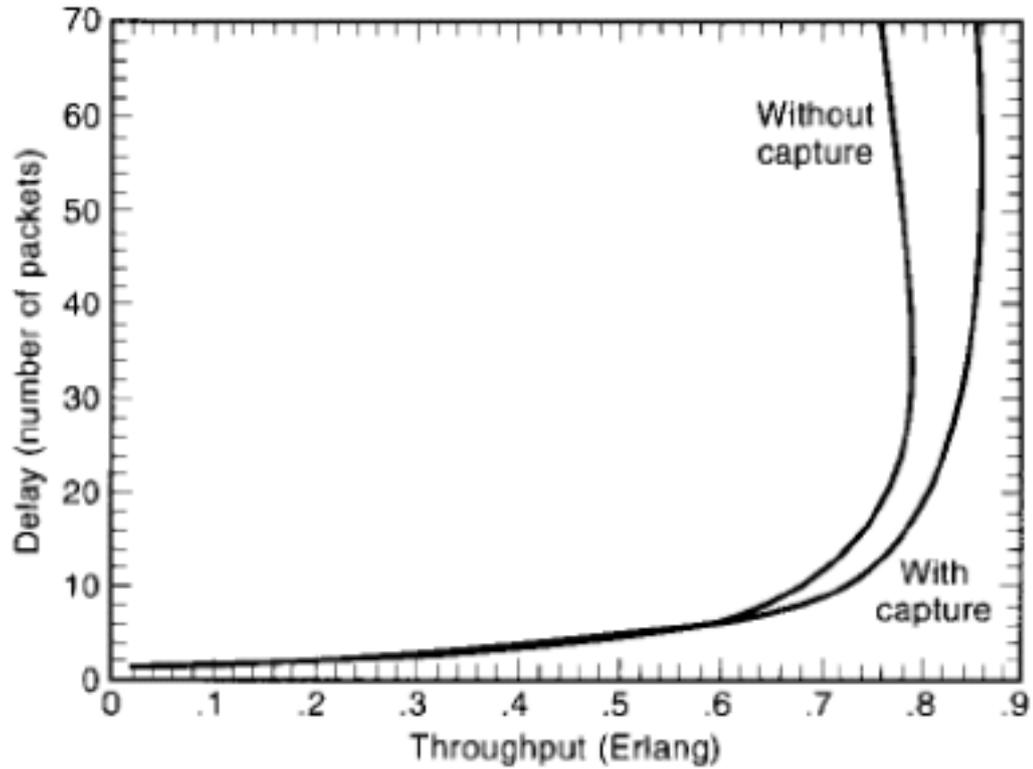


SNR 20dB , BPSK

Con l'effetto cattura abbiamo un miglioramento: con 16 bit di lunghezza pacchetto si passa da $S_{max} = 0.065E$ a $0.88E$ in CSMA convenzionale; con ALOHA da $0.23E$ a $0.59E$

In presenza di fading lento se il terminale TX è in buona posizione allora i suoi pacchetti, qualsiasi sia la loro lunghezza anche se vanno in collisione sopravviveranno. Se invece la MS è in una posizione cattiva i suoi pacchetti indipendentemente dalla loro lunghezza moriranno nella collisione indipen-

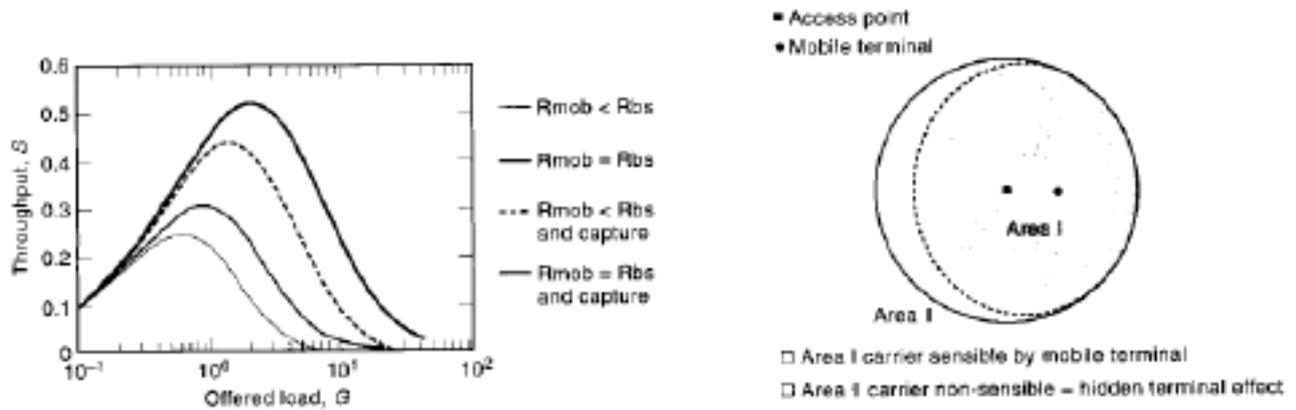
dentemente dalla loro lunghezza. La figura seguente mostra l'andamento del throughput in funzione del ritardo



SNR 20dB , BPSK

La regione di instabilità si ha in corrispondenza di valori più elevati del throughput. La differenza tra senza cattura e con cattura è significativa nella regione in cui il throughput cresce.

8.1.6 Prestazioni in presenza di terminale nascosto



Nella figura sopra si riporta il throughput in funzione del traffico G in una WLAN che utilizza CSMA in uno scenario con un grande numero di MS distribuiti uniformemente nella area di copertura dell'AP: le MS dell'area I non sentono quelli dell'area II che però sono in ogni caso in copertura dell'AP. Nella prima curva c'è effetto cattura e non c'è terminale nascosto. Nella seconda non c'è nè effetto cattura nè terminale nascosto. Nella terza c'è sia effetto cattura che terminale nascosto. Nella quarta non c'è effetto cattura e c'è terminale nascosto. Il throughput delle MS nell'area I rispetto ai terminali della Area I è quello del CSMA. Il throughput delle MS della area I rispetto a quelli della area II è quello di ALOHA perché il CS non funziona. Il throughput è calcolato mediando su entrambe le aree.