

# INDICE

Introduzione

## Capitolo 1 - Wireless LAN e reti Ultra-Wideband

1.1	Introduzione .....	1
1.2	Wireless LAN .....	1
1.2.1	Storia .....	1
1.2.2	Wireless LAN .....	2
1.2.3	Lo standard IEEE 802.11 e le sue estensioni .....	3
1.2.4	HyperLan type 1 .....	9
1.2.5	HyperLan type 2 .....	10
1.2.6	Bluetooth.....	10
1.3	Reti Ultra-WideBand .....	12
1.3.1	Storia .....	12
1.3.2	Sistemi Ultra-WideBand.....	14
1.3.3	Vantaggi e svantaggi dell'Ultra-WideBand.....	17
1.3.4	Confronto tra reti UWB e altre reti wireless.....	19
1.3.5	Possibili campi di applicazione.....	20
1.3.6	Tipici impulsi usati in trasmissione .....	21

## Capitolo 2 - Standards del livello fisico delle reti UWB

2.1	Introduzione .....	31
2.2	Direct Sequence-Spread Spectrum .....	32
2.2.1	Descrizione generale.....	32
2.2.2	Struttura del Frame .....	36
2.2.3	Scrambler .....	37
2.2.4	Correzione dell'errore (FEC).....	38
2.2.4.1	Codifica convoluzionale .....	38

2.2.4.2	Puncturing .....	41
2.2.4.3	Interleaver .....	42
2.3	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.....	43
2.3.1	Descrizione generale .....	43
2.3.2	Struttura del Frame .....	46
2.3.3	Scrambler e correzione degli errori.....	48
2.3.4	Modulazione QPSK e OFDM.....	50
2.4	Time Hopping-Pulse Position Modulation .....	53
2.4.1	Descrizione generale .....	53
2.4.2	Struttura del segnale trasmesso.....	55

### Capitolo 3 - Modelli di canale per i sistemi UWB

3.1	Introduzione .....	59
3.2	Modello di canale dell'802.11 (Rayleigh model) .....	66
3.3	Modello di canale $\Delta$ -K.....	68
3.4	Modello di canale Nakagami .....	70
3.5	Modello di canale Rician .....	71
3.6	Modello di canale POCA-NAZU.....	73
3.7	Modello di canale Weibull.....	77
3.8	Modello di canale Saleh-Valenzuela .....	81
3.9	Modello di canale della Intel.....	83
3.10	Modello proposto .....	87
3.10.1	Introduzione .....	87
3.10.2	Tempo di arrivo dei paths e dei clusters .....	88
3.10.3	Attenuazione dei coefficienti di guadagno .....	91

### Capitolo 4 - Struttura di trasmissione e di ricezione

4.1	Introduzione .....	96
4.2	Modellizzazione di un sistema DS-SS.....	96
4.2.1	Descrizione generale .....	96

4.2.2	Codici di spreading ternari.....	100
4.2.3	Ricevitore MMSE.....	105
4.2.3.1	Descrizione generale.....	105
4.2.3.2	Prestazioni di un ricevitore MMSE ideale.....	107
4.3	Modellizzazione di un sistema OFDM.....	110
Capitolo 5 - Ambiente di simulazione e analisi dei risultati.....		115
5.1	La simulazione.....	115
5.1.1	Vantaggi e svantaggi della simulazione.....	115
5.1.2	Passi e procedure delle simulazioni.....	116
5.1.3	Elementi caratteristici della simulazione.....	117
5.1.4	Ambiente di simulazione Matlab e Simulink.....	118
5.2	Variabilità della risposta all'impulso (IR).....	120
5.3	Prestazioni di un sistema DS-SS in ambiente molto affollato.....	123
5.4	Prestazioni in presenza di multi accesso.....	134
5.5	Prestazioni di un sistema DS-SS in ambiente poco affollato.....	137
5.5.1	Analisi della PER mediante regressione.....	143
5.6	Prestazioni di un sistema OFDM in ambiente poco affollato.....	150

Conclusioni e sviluppi futuri

Bibliografia

## Indice delle Figure

Figura 1.1. Esempio di collegamento di una rete Wireless.....	3
Figura 1.2. Extended Service Set (ESS).....	5
Figura 1.3. Evoluzione tipica del CSMA/CA.....	7
Figura 1.4. Stazioni disposte su una linea retta.....	8
Figura 1.5. Esempio di piconet.....	11
Figura 1.6. Confronto tra le bande frazionarie.....	15
Figura 1.7. Confronto tra le ampiezze di banda.....	15
Figura 1.8. FCC e ETSI spectral mask per sistemi UWB indoor.....	17
Figura 1.9. FCC e ETSI spectral mask per sistemi UWB outdoor.....	17
Figura 1.10. Confronto tra devices UWB e altri devices wireless tradizionali.....	20
Figura 1.13. Spettro di un impulso rettangolare.....	23
Figura 1.14. Rappresentazione di un monocycle Gaussiano.....	25
Figura 1.16. Monocycle doublet nel dominio del tempo.....	26
Figura 1.17. Spettro monocycle doublet.....	26
Figura 1.18. Tipico monocycle Rayleigh.....	27
Figura 1.19. Spettro del monocycle Rayleigh.....	28
Figura 1.20. Monocycle Gaussiano modulato da una sinusoida con $f_c=4.5$ GHz.....	29
Figura 1.21. PSD monocycle modulato, $F_c=4.5$ GHz.....	30
Figura 2.1. Low Band e High Band.....	32
Figura 2.2. Schema di una WPAN DS-SS.....	33
Figura 2.3. Tipica durata dei chips.....	34
Figura 2.4. Simbolo costituito da 12 chips.....	34
Figura 2.5. Struttura del frame del livello fisico.....	36
Figura 2.6. Struttura di uno Scrambler.....	37
Figura 2.7. Convolutional encoder con $k=3$ , $n=2$ , $b=1$ .....	38
Figura 2.8. Diagramma ad albero per un encoder con $k=3$ , $n=2$ , $b=1$ .....	39
Figura 2.9. Struttura di trellis di un encoder con $k=3$ , $n=2$ , $b=1$ .....	40
Figura 2.10. Diagramma degli stati di un encoder con $k=3$ , $n=2$ , $b=1$ .....	40
Figura 2.11. Esempio di puncturing.....	41
Figura 2.14. Frequenze di lavoro dei gruppi di banda.....	43
Figura 2.15. Struttura del frame PLCP.....	46
Figura 2.16. Struttura dello standard preamble.....	47
Figura 2.21. Costellazione QPSK.....	50
Figura 2.22. Struttura di trasmissione del TH-PPM.....	54
Figura 2.23. Struttura del ricevitore Rake.....	55
Figura 2.24. Struttura del ricevitore per il TH-PPM.....	56
Figura 3.1. Esponente path loss e deviazione standard dello shadowing al variare della frequenza.....	63
Figura 3.2. Esponente path loss e deviazione standard dello shadowing al variare della banda.....	63
Figura 3.3. Risposta all'impulso ottenuta applicando il modello di Rayleigh.....	67
Figura 3.4. Distribuzioni del numero di path $N$ ; $\mu_N$ e $\sigma_N$ sono la media e la dev. standard di $N$ .....	67
Figura 3.5. Risposta all'impulso ottenuta per $\Delta=0.125$ ns, $K=2.5$ , $\Gamma=13$ ns, $r_i=0.6$ , $\sigma=4.8$ dB.....	69
Figura 3.6. Risposta all'impulso ottenuta per $\Delta=0.125$ ns, $K=2.5$ , $\Gamma=4.3$ ns, $r_i=0.15$ , $\sigma=4.8$ dB.....	69
Figura 3.7. Confronto tra gli istogrammi delle distribuzioni di energia ottenute sperimentalmente e con Nakagami.....	71
Figura 3.8. Parametri di Rice per uno scenario LOS.....	73
Figura 3.9. Parametri di Rice per un ritardo di 5 nsec.....	73
Figura 3.10. PDF delle distribuzioni POCA e Rayleigh.....	75
Figura 3.11. CDF delle distribuzioni POCA, Rayleigh e Rician.....	75
Figura 3.12. PDF delle distribuzioni Rayleigh, Rician e POCA-NAZU.....	77
Figura 3.13. Fluttuazione della potenza intorno al valore medio.....	79
Figura 3.14. Struttura temporale del cluster.....	80
Figura 3.15. Rappresentazione della CIR.....	81
Figura 3.16. Decadimento esponenziale della potenza media dei clusters e dei paths.....	82
Figura 3.17. Realizzazione di una risposta all'impulso del canale mediante il modello S-V.....	83
Figura 3.18. Realizzazione di una risposta all'impulso per uno scenario CM1.....	86

Figura 3.19. Realizzazione di una risposta all'impulso per uno scenario CM3. ....	87
Figura 3.20. Rappresentazione di uno scenario LOS. ....	89
Figura 3.21. Rappresentazione di uno scenario NLOS. ....	89
Figura 3.22. Risposta all'impulso per uno scenario LOS con d=1m. ....	93
Figura 3.23. Risposta all'impulso per uno scenario LOS con d=8m. ....	94
Figura 3.24. Risposta all'impulso per uno scenario NLOS con d=1m. ....	94
Figura 3.25. Risposta all'impulso per uno scenario NLOS con d=8m. ....	95
Figura 4.1. Interfaccia grafica del simulatore DS-SS realizzato. ....	97
Figura 4.2. Schema a blocchi delle operazioni di trasmissione e ricezione. ....	97
Figura 4.3. Immagine dell'oscilloscopio del simulatore. ....	99
Figura 4.4. Sequenza logica da trasmettere. ....	100
Figura 4.5. Sequenza di spreading. ....	101
Figura 4.6. Forme d'onda nel tempo e corrispondenti spettri. ....	103
Figura 4.7. Esempio di costruzione di codici ternari a partire da una matrice di Hadamard. ....	105
Figura 4.8. Risposta all'impulso del filtro passa banda di Chebyshev usato. ....	108
Figura 4.8. Spettro di un segnale OFDM. ....	111
Figura 4.9. Struttura di trasmissione e di ricezione di un sistema OFDM. ....	112
Figura 4.10. Estensione dei simboli dovuta alle distorsioni del canale. ....	113
Figura 5.1. BER in funzione della variabilità di IR per lo scenario LOS. ....	122
Figura 5.2. BER in funzione della variabilità di IR per lo scenario NLOS. ....	123
Figura 5.3. PER in funzione della variabilità di IR per lo scenario LOS. ....	123
Figura 5.4. PER in funzione della variabilità di IR per lo scenario NLOS. ....	124
Figura 5.5. BER in funzione della distanza per lo scenario LOS con varianza rumore $10^{-5}$ . ....	125
Figura 5.6. BER in funzione della distanza per lo scenario LOS con varianza rumore $10^{-3}$ . ....	125
Figura 5.7. BER in funzione della distanza per lo scenario LOS con varianza rumore $10^{-2}$ . ....	127
Figura 5.8. BER in funzione della distanza per lo scenario LOS con varianza rumore $10^{-1}$ . ....	127
Figura 5.9. BER in funzione della distanza per lo scenario NLOS con varianza rumore $10^{-5}$ . ....	128
Figura 5.10. BER in funzione della distanza per lo scenario NLOS con varianza rumore $10^{-3}$ . ....	129
Figura 5.11. BER in funzione della distanza per lo scenario NLOS con varianza rumore $10^{-2}$ . ....	129
Figura 5.12. BER in funzione della distanza per lo scenario NLOS con varianza rumore $10^{-1}$ . ....	130
Figura 5.13. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 28 Mbps, scenario LOS. ....	131
Figura 5.14. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 28 Mbps, scenario NLOS. ....	131
Figura 5.15. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 55 Mbps, scenario LOS. ....	132
Figura 5.16. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 55 Mbps, scenario NLOS. ....	132
Figura 5.17. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 110 Mbps, scenario LOS. ....	133
Figura 5.18. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 110 Mbps, scenario NLOS. ....	134
Figura 5.19. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 220 Mbps, scenario LOS. ....	134
Figura 5.20. BER in funzione del rumore e della distanza per il rate 220 Mbps, scenario NLOS. ....	135
Figura 5.21. BER in funzione degli utenti e della distanza per il rate 28 Mbps, scenario LOS. ....	136
Figura 5.22. BER in funzione degli utenti e della distanza per il rate 28 Mbps, scenario NLOS. ....	136
Figura 5.23. BER in funzione degli utenti e della distanza per il rate 220 Mbps, scenario LOS. ....	137
Figura 5.24. BER in funzione degli utenti e della distanza per il rate 220 Mbps, scenario NLOS. ....	137
Figura 5.25. BER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario LOS. ....	139
Figura 5.26. BER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario NLOS. ....	139
Figura 5.27. BER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario LOS. ....	140
Figura 5.28. BER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario NLOS. ....	140
Figura 5.29. PER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario LOS. ....	141
Figura 5.30. PER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario NLOS. ....	142
Figura 5.31. PER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario LOS. ....	143
Figura 5.32. PER in ambiente poco affollato con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario LOS. ....	143
Figura 5.33. Curva simulata e approssimazione: rate 110 Mbps, varianza rumore $10^{-5}$ , LOS. ....	145
Figura 5.34. Curva simulata e approssimazione: rate 110 Mbps, varianza rumore $10^{-5}$ , NLOS. ....	146
Figura 5.35. Curva simulata e approssimazione: rate 220 Mbps, varianza rumore $10^{-5}$ , LOS. ....	146
Figura 5.36. Curva simulata e approssimazione: rate 220 Mbps, varianza rumore $10^{-5}$ , NLOS. ....	147
Figura 5.37. Curva simulata e approssimazione: rate 110 Mbps, varianza rumore $10^{-2}$ , LOS. ....	148
Figura 5.38. Curva simulata e approssimazione: rate 110 Mbps, varianza rumore $10^{-2}$ , NLOS. ....	148
Figura 5.39. Curva simulata e approssimazione: rate 220 Mbps, varianza rumore $10^{-2}$ , LOS. ....	149
Figura 5.40. Curva simulata e approssimazione: rate 220 Mbps, varianza rumore $10^{-2}$ , NLOS. ....	150
Figura 5.41. BER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario LOS. ....	152

Figura 5.42. BER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario NLOS.....	152
Figura 5.43. PER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario LOS.....	153
Figura 5.44. PER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-5}$ , scenario NLOS.....	153
Figura 5.45. BER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario LOS.....	154
Figura 5.46. BER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario NLOS.....	155
Figura 5.47. PER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario LOS.....	155
Figura 5.48. PER del sistema OFDM con varianza rumore $10^{-2}$ , scenario NLOS.....	156

## Indice delle Tabelle

Tabella 1.1. Confronto tra UWB e 802.11b.....	19
Tabella 2.1. Chip rates e frequenze di lavoro delle piconets.....	33
Tabella 2.2. Esempio di calcolo del data rate.....	35
Tabella 2.3. Data Rate Low band con BPSK.....	35
Tabella 2.5. Data Rate High band con BPSK.....	35
Tabella 2.6. Data Rate High band con 4BOK.....	35
Tabella 2.7. Frequenze di lavoro dell'OFDM.....	44
Tabella 2.8. Data rate disponibili per Mode 1.....	46
Tabella 3.1. Statistiche del fattore di decadimento.....	78
Tabella 3.2. Parametri (in dB) della distribuzione di Weibull.....	79
Tabella 3.3. Statistiche per il tempo di decadimento $\tau_H$ .....	80
Tabella 3.4. Settaggi dei parametri del modello.....	86

## Introduzione

Il lavoro di tesi, qui presentato, si occupa fondamentalmente della valutazione delle prestazioni degli standards di trasmissione *wireless Ultra-Wideband (UWB)*, sottomessi al gruppo di lavoro *IEEE 802.15.3a*; a tale scopo è stato realizzato un nuovo modello di canale per ambiente indoor, con una risposta all'impulso legata in modo esplicito alla distanza.

Le reti di comunicazione *wireless* (senza filo) consentono agli utenti una completa mobilità in determinate aree di copertura, che possono essere anche molto ampie. La libertà di movimento, unita alla comodità di non essere collegati fisicamente ad una rete di telecomunicazione e alla possibilità di poter ampliare “senza limiti” e senza la necessità di interventi strutturali la dimensione della stessa, sta portando ad una crescita costante dei dispositivi *wireless* al punto che, secondo gli esperti, il primato dei sistemi *wired* sarà presto sovrastato.

Questo elevato interesse commerciale ha portato negli ultimi anni alla progettazione e allo sviluppo di vari standards che mirano alla creazione di reti di comunicazione in grado di minimizzare l'impatto delle interferenze e capaci di sostenere velocità di trasmissione sempre maggiori.

Tra questi va sicuramente inclusa anche la promettente tecnologia *UWB*, che offre la possibilità di trasmettere a velocità fino ad 1.3 Gbps, seppur entro un limitato range di azione.

Le origini della tecnologia *Ultra-WideBand (UWB)* risalgono al 1962 quando, per descrivere le caratteristiche di alcune reti a microonde nel dominio del tempo, si iniziò a studiare anche la loro risposta all'impulso.

Da quell'epoca in poi, grazie anche allo sviluppo della tecnologia ed, in particolare, all'avvento dell'oscilloscopio campionatore, ci furono numerosi studi sulla risposta all'impulso dei sistemi lineari tempo invarianti; tuttavia tra gli anni sessanta e settanta lo sviluppo di questa tecnica rimase comunque sempre legata ai progressi delle grandi case produttrici di strumenti di diagnostica nel dominio del tempo e solo

dagli anni settanta in poi lo sviluppo dell'*UWB* non ebbe più ostacoli di tipo tecnologico, grazie anche ai componenti immessi sul mercato dalla *Tektronix*.

Fino a pochi anni fa, tuttavia, l'*UWB* è rimasto in sordina, poco conosciuto e forse anche ostacolato, malgrado la sua semplicità circuitale e le enormi potenzialità che sembra portare in dote, dato che la sua unica applicazione era in ambito militare.

Solo nel 2002, la *Federal Communications Commission (FCC)*, ha assegnato una nuova banda senza licenza (3.1-10.6 GHz) nella quale, seppur con severe limitazioni di potenza, l'*UWB* può lavorare e da allora in poi, l'interesse per questa tecnologia è letteralmente esploso ma, soprattutto, si sono moltiplicati gli investimenti e si è giunti alla costituzione, in seno all'*IEEE*, di un gruppo di lavoro, l'*IEEE 802.15.3a*, con lo scopo di valutare e uniformare le varie proposte di livello fisico fino a giungere alla realizzazione di un vero e proprio standard unico per reti di telecomunicazioni *UWB*.

Oggi le discussioni interne all'*IEEE* stanno purtroppo portando irrimediabilmente ad un doppio standard *UWB*: da un lato i produttori dell'*UWB Forum* capeggiati dalla *Motorola* e dall'altro la *Multi-Band OFDM Alliance (MBOA)* che annovera l'élite delle industrie americane del settore (*TI, Intel, ecc.*).

La presenza sul mercato di prodotti *UWB* con standards diversi e soprattutto non interoperabili porterà inevitabilmente ad una lievitazione dei prezzi. Tutto ciò rischia di far bruciare sul nascere la promettente tecnologia *UWB* che puntava, tra le altre cose, proprio sui bassi costi dei devices per sbaragliare la concorrenza.

Un sistema di comunicazione *Ultra-WideBand (UWB)* può essere definito come un sistema di comunicazione con una banda frazionaria molto ampia; per essere più precisi, la tecnologia *UWB* è attualmente definita dalla *FCC* come qualsiasi schema di trasmissione *wireless* che occupi una banda frazionaria (rapporto tra la banda  $B$  occupata dal segnale e la frequenza centrale  $f_c$  del segnale stesso)  $BW \geq 25\%$ .

Nei sistemi *UWB* tradizionali, un'ampiezza di banda così elevata viene raggiunta attraverso l'utilizzo di impulsi in banda base di tipo Gaussiano e loro derivate prima e seconda, di durata molto breve (in genere dell'ordine dei nanosecondi), opportunamente filtrati per attenersi alle normative sulle emissioni di potenza e sulle limitazioni di banda e comunemente detti *monocycles*.

Quindi il segnale trasmesso consiste in un treno di impulsi in cui l'informazione può essere "trasportata" sia dalla posizione che dall'ampiezza degli stessi.



In generale, ad impulsi molto brevi nel dominio del tempo corrispondono, nel dominio delle frequenze, radiazioni elettromagnetiche dallo spettro molto ampio. Dunque, gli impulsi in banda base, possono avere uno spettro delle frequenze che si espande da zero ad alcuni GHz, in base al tipo di forma d'onda utilizzata e all'ampiezza delle stesse.

La tecnologia *UWB* presenta notevoli benefici dovuti alla sua stessa natura di banda larga, tra i quali occorre senza dubbio ricordare i seguenti: possibilità di raggiungere elevati data rates (fino a 1.3 Gbps), migliore recupero dei *paths* in ricezione e, quindi, maggiore robustezza contro il *multipath fading*, buona capacità di penetrazione i materiali, disponibilità di *devices* a basso costo e soprattutto bassi livelli di interferenze con gli altri tipi di sistemi.

Tuttavia, sono molte anche le difficoltà che questa tecnologia si porta dietro. Tra queste ricordiamo la distorsione, a causa dei ritardi di propagazione, della forma d'onda ricevuta che rende difficile l'esplorazione dei diversi *paths* nel segnale in ricezione e la complessità della sincronizzazione di impulsi molto brevi al ricevitore. I sistemi *UWB* sono, inoltre, molto sensibili alle interferenze dovute al multi accesso e ciò porta ad un rapido decadimento delle prestazioni all'aumentare delle sovrapposizioni dei segnali. A questo va aggiunto che, per aumentare la capacità del canale ed il *throughput*, è necessario impiegare schemi di modulazione di ordine elevato. Inoltre non sono stati ancora sviluppati dei livelli *link* e *network* tali da sfruttare in pieno i benefici derivanti dal livello *fisico*. Altra pecca dei sistemi *UWB*, intesi come sistemi di telecomunicazione ordinari, consiste nell'attuale impossibilità di sostenere queste elevate velocità di trasmissione in un range di azione ampi (al momento non è possibile, in genere, superare poche decine di metri).

Il recente e sempre più crescente interesse commerciale nei riguardi della tecnologia *UWB*, ha portato l'*IEEE* a creare il gruppo di lavoro *802.153a* che, almeno nelle intenzioni, aveva il compito di costituire un unico standard per il livello fisico di reti *WPAN* (*Wireless Personal Area Network*), basate appunto sull'*Ultra-WideBand*.

Nel nostro lavoro di tesi abbiamo analizzato nel dettaglio lo standard *Direct Sequence-Spread Spectrum (DS-SS)* promosso dall'*UWB Forum*, a cui ha aderito, tra le grandi aziende, solo la *Motorola*.

Ci siamo occupati, quindi, dell'altro standard destinato ad essere impiegato sul mercato, l'*Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)*, appoggiato in pratica dal resto delle aziende americane e internazionali leaders del settore (*Intel, Panasonic, Samsung, Sony, Mitsubishi, ecc.*); infine abbiamo accennato allo standard *Time Hopping-Pulse Position Modulation (TH-PPM)*, che, almeno per ora, non avendo trovato partners, non dovrebbe essere commercializzato.

La proposta di standard *Direct Sequence-Spread Spectrum (DS-SS)* descrive un sistema *UWB* che realizza una *wireless PAN* con una capacità di data rates di 28, 55, 110, 220, 500, 660, 1000, e 1320 Mbps ed impiega sequenze dirette di impulsi *UWB* "spreaded" (ossia "spalmati") e modulati usando la tecnica *Binary Phase Shift Keying (BPSK)* oppure la *Quaternary Bi-Orthogonal Keying (QBOK)*.

*DS-SS* supporta operazioni in due bande di frequenza indipendenti, la *Low band*, che occupa lo spettro da 3.1 GHz a 4.85 GHz, e la *High band*, che occupa lo spettro da 6.2 GHz a 9.7 GHz, ciascuna avente supporto per sei *piconets*, con codice di accesso e frequenza di lavoro unica.

La proposta di standard *Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)* realizza una *wireless PAN* con una capacità di trasmissione di 53.3, 55, 80, 106.67, 110, 160, 200, 320, e 480 Mbps ed impiega un totale di 122 sub-portanti, che sono modulate usando la tecnica *Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)*.

Sono inoltre utilizzati codici tempo-frequenza (*TFC*) per interlacciare i dati codificati su tre bande di frequenze (dette nel loro insieme *band group*). Lo standard prevede quattro *band groups* di tre bande ciascuno e un gruppo costituito da solo due bande. I *TFC*, quando combinati con l'appropriato gruppo di banda, danno la possibilità di definire fino ad otto canali logici separati (o *piconet* indipendenti).

Lo standard *Time Hopping-Pulse Position Modulation (TH-PPM)*, invece, descrive un sistema *UWB* che realizza una *wireless PAN* con una capacità di 110, 200, 480 Mbps. Il modello si basa su un sistema di trasmissione ad impulsi radio *time-hopping*, proposto già nel 2000 da Win e Scholtz opportunamente modificato. La durata degli impulsi determina, essenzialmente, l'ampiezza di banda del sistema. Il ritardo della sequenza di impulsi, rispetto ad un punto arbitrario di riferimento, trasporta l'informazione del simbolo: un piccolo ritardo significa che il bit di

informazione è 1, un ritardo maggiore corrisponde invece ad un bit -1. In pratica il sistema utilizza una modulazione di posizione degli impulsi (*PPM*).

In caso di utente singolo, è sufficiente trasmettere un singolo impulso per simbolo, mentre in uno scenario multi-utente è necessario, per evitare collisioni catastrofiche, utilizzare un treno di impulsi per ogni simbolo. Ogni utente avrà così una propria sequenza univoca di impulsi, detta *TH-code*.

Nell'analisi di un sistema di trasmissione è importante avere un buon modello di canale, in quanto, nel campo delle comunicazioni *wireless*, la qualità dei collegamenti non è sempre ottimale dato che entrano in gioco dei fenomeni tipici, quali la *path-loss* e il *fading*, legati alla propagazione delle onde radio. È di fondamentale importanza, quindi, avere un modello matematico o statistico che descriva, nel modo più fedele possibile, quanto avviene nella realtà.

Il problema tecnico più importante per i sistemi di comunicazione in ambiente mobile è, senza dubbio, il *fading* (evanescenza): il *fading* consiste in una variazione temporale della potenza del segnale ricevuto, provocata da cambiamenti nel mezzo di trasmissione o nei percorsi. La conseguenza più rilevante del *fading* è il *multipath*. Se si prova a trasmettere un impulso ideale in un canale soggetto a *multipath fading*, questo sarà riflesso e scomposto in più parti, note in genere come *paths*, che seguiranno percorsi diversi e che risulteranno attenuati in modo differente gli uni dagli altri. Il *multipath fading* dipende dall'ambiente circostante e dal tipo di connessione esistente tra ricevitore e trasmettitore: cioè se i due si trovano in *line-of-sight (LOS)*, in assenza di ostacoli sull'orizzonte visivo, oppure *non-line-of-sight (NLOS)*. In molti studi si parla anche di *soft-NLOS*, noto anche come *LOS* ostruito, e di *hard-NLOS* per avere una differenziazione ancora maggiore tra i vari possibili scenari.

Al ricevitore, quindi, l'impulso ideale trasmesso apparirà come un treno di impulsi con ritardi e ampiezze diverse. Ad ogni tentativo il treno di impulsi ricevuto avrà una forma diversa, quindi l'unico modo per descrivere tale fenomeno è mediante studi statistici.

Si evince che i modelli di canale *UWB* sono incentrati quasi esclusivamente sul *fading* su piccola e larga scala perché, attraverso gli studi sulle distribuzioni degli arrivi dei *paths* e delle ampiezze degli stessi, è possibile ottenere realizzazioni

statistiche della risposta all'impulso del canale che rispecchiano abbastanza fedelmente la realtà.

La risposta all'impulso dei sistemi in banda larga può, quindi, essere rappresentata come la somma dei contributi delle diverse componenti *multipath*. Il modello si può assumere completamente deterministico se i segnali ricevuti vengono considerati come degli echi risolvibili provenienti da riflettori discreti.

Tra i vari modelli realizzati, quello che meglio descrive il canale fisico di un sistema *UWB* è il modello della *Intel*, creato da Foerster, Pendergrass e Molisch, infatti lo stesso gruppo di lavoro 802.15.3a dell'*IEEE* lo ha assunto come riferimento per il test degli standards del livello fisico.

Per le statistiche dei tempi di arrivo tale modello utilizza l'approccio di Saleh-Valenzuela (S-V), con tempi di arrivo dei paths in clusters, considerati processi poissoniani mentre, visto che solo poche componenti sono effettivamente risolvibili e il teorema del limite centrale non può essere applicato, le distribuzioni di potenza relative alle ampiezze non sono approssimate in modo soddisfacente dalla legge di Rayleigh, per cui al suo posto si impiega quella log-normale.

Il modello della *Intel* descrive in modo sufficientemente accurato un canale *UWB*, tuttavia presenta un inconveniente: non compare in essi una dipendenza esplicita dalla distanza; si tiene conto di essa definendo delle fasce caratterizzate da determinati valori dei parametri (*CM2* descrive ad esempio uno scenario *NLOS* con una distanza compresa tra 0 e 4 m, mentre *CM3* descrive sempre un ambiente *NLOS* ma con un range che va da 4 m a 10 m).

Il problema della distanza non esplicita può essere trascurato nelle simulazioni in cui si vuole soprattutto mettere in risalto le differenze tra scenari *LOS* e scenari *NLOS*, però quando si vogliono valutare le prestazioni in funzione della distanza o si vuole introdurre in un sistema *UWB* il concetto di mobilità degli utenti è importante avere invece un modello di canale caratterizzato da una risposta all'impulso legata in modo esplicito alla distanza tra trasmettitore e ricevitore quindi, per questo motivo, abbiamo deciso di utilizzare tale criterio nel modello da noi proposto.

Nel nostro modello abbiamo adottato per il tempo di arrivo dei paths e dei clusters l'approccio di Saleh-Valenzuela, opportunamente modificato per tener conto della dipendenza dalla distanza, mentre per il decadimento dei paths abbiamo utilizzato le

statistiche e le leggi ottenute da Ghassemzadeh, che prevedono già attenuazioni di potenza in funzione della distanza.

Nel modello S-V il tempo di arrivo del primo path  $\tau_{0,1}$  viene posto semplicemente pari a zero per lo scenario *LOS*, mentre per quello *NLOS* viene ricavato dalla distribuzione di Poisson, senza valutare l'effettiva distanza tra trasmettitore e ricevitore.

Nel nostro modello assumiamo, invece, che per lo scenario *LOS* il tempo di arrivo del primo path, che in questo caso è la componente diretta, sia pari al tempo necessario per coprire la distanza  $d$  che separa il trasmettitore dal ricevitore.

In uno scenario *NLOS*, essendo ostruita la visuale tra trasmettitore e ricevitore, il primo path, intuitivamente, copre una distanza superiore a  $d$ , quindi il suo ritardo, e quelli dei paths successivi, sarà sicuramente maggiore rispetto al caso *LOS*.

Il modello di simulazione presentato è realizzato con strumenti molto potenti e versatili, ovvero *Matlab* e *Simulink*: questi rappresentano un ambiente di sviluppo integrato, caratterizzato da una forte strutturazione logico-matematica e permettono di creare modelli grafici fondati sui concetti e sulla struttura propria della teoria dei segnali. Il modello non è infatti descritto direttamente tramite codice informatico, bensì per mezzo di un'interfaccia costituita da diagrammi di flusso che consentono di visualizzare la natura degli elementi e delle relazioni che fra questi intercorrono.

Per il recupero dei bits abbiamo utilizzato il ricevitore *MMSE*, che ha la caratteristica di essere adattativo multi utente, utilizzando l'algoritmo *Minimum Mean Square Error*.

Questi ricevitori sono in grado di combinare l'energia proveniente dal multipath denso, che caratterizza i sistemi *UWB* e sono più efficienti dei tradizionali ricevitori *RAKE*, in quanto la loro complessità è costante e sfruttano sempre tutta l'energia che ricade nelle finestre di osservazione. Inoltre, questo ricevitore ha il vantaggio di sopprimere le interferenze di *inter-simbolo* dovute ai paths nelle finestre di osservazione.

Il ricevitore *MMSE* è costituito da un filtro passa banda, per la soppressione del rumore e delle interferenze fuori banda e da un filtro adattativo con risposta all'impulso finita (*FIR*) che funge da correlatore.

Il filtro adattativo “osserva” il segnale ricevuto in finestre di osservazione, in genere di durata pari o superiore ad un intervallo di bit, quindi per ogni periodo di bit viene effettuata una decisione: con un certo numero dei campioni ricevuti viene stimato il bit trasmesso.

Dai risultati delle simulazioni si deduce che la *Bit Error Rate (BER)* è molto sensibile alla variabilità della risposta all’impulso in quanto, ogni volta che cambiano le condizioni del canale, il ricevitore *MMSE* deve effettuare un riadattamento dei pesi, che può provocare degli errori nella stima dei bits durante la fase di transitorio.

Se la risposta all’impulso varia molto spesso, il ricevitore non riesce mai ad adattarsi bene alle condizioni del canale e, come conseguenza, si ha un elevato numero di errori nella stima dei bits, mentre se la risposta all’impulso resta sufficientemente costante allora la *BER* risulta molto bassa e si ha solo qualche errore nella fase transitoria di aggiustamento dei pesi.

La *BER* risulta bassa per i rates meno veloci, in quanto il ricevitore ha a disposizione un numero maggiore di campioni per adattare i pesi e, come conseguenza, si ha un transitorio di durata più breve. Inoltre per gli ambienti *NLOS*, la *BER* è ulteriormente peggiorata dal fatto che i segnali, in queste condizioni, risultano molto più attenuati e distorti rispetto al caso *LOS* con una stima dei bits maggiormente complicata.

Un’altra campagna di simulazioni è stata dedicata alla valutazione delle prestazioni del sistema *DS-SS* in ambiente affollato, di cui abbiamo tenuto conto considerando una risposta all’impulso tempo-variante.

In condizioni di basso livello di rumore, ad influenzare maggiormente la *BER* è l’interferenza di inter-simbolo dovuta al multipath: in questi casi l’energia dovuta ad un bit non si esaurisce nel periodo dello stesso, bensì va a ripercuotersi anche sui bits successivi, quindi alcune delle componenti riflesse degli impulsi che rappresentano un bit vanno a sommarsi alle componenti relative ai bits che seguono, provocando un’ulteriore distorsione del segnale. Naturalmente, aumentando la distanza, il segnale viene maggiormente attenuato, divenendo più sensibile alle interferenze di inter-simbolo: ciò chiarisce perché la *BER* risulta più elevata per le distanze maggiori.

L'interferenza di inter-simbolo è legata anche ai codici di *spreading* utilizzati: le sequenze di *spreading* di lunghezza maggiore presentano un più alto numero di finestre nulle (in cui le interferenze dovute al multipath vengono eliminate) nella loro funzione di auto-correlazione rispetto a quelle di lunghezza minore.

Se aumentiamo invece la varianza del rumore, l'impatto sul segnale non è più trascurabile come prima, perché il rumore stesso ha un livello di potenza uguale o addirittura superiore al livello del segnale. La presenza di un rumore così alto, combinato con le interferenze di inter-simbolo e con l'elevata variabilità della risposta all'impulso, degrada sensibilmente le performances del ricevitore *MMSE* che, soprattutto per i rates più veloci, non è più in grado di adattarsi in modo soddisfacente alle condizioni del canale.

Abbiamo inoltre valutato le prestazioni in presenza di multi accesso: anche in questo caso una maggiore lunghezza dei codici di *spreading* è sinonimo di prestazioni migliori, infatti le sequenze più lunghe hanno migliori proprietà di *cross-correlation* che permettono di rigettare quasi completamente le interferenze dovute al multi accesso.

Sono state valutate anche le prestazioni, di un sistema *DS-SS* in ambiente poco affollato, modellato mediante una risposta all'impulso lentamente variabile nel tempo. In questo caso, essendo la risposta all'impulso poco variabile e il rumore trascurabile, il ricevitore *MMSE* si adatta bene al canale, riuscendo a rigettare le interferenze di inter-simbolo.

Le considerazioni fatte per la *BER* possono essere estese anche alla *Packet Error Rate (PER)*: occorre però sottolineare che il suo andamento è fortemente condizionata dalla natura distribuita degli errori di bits.

La *PER* ottenuta per un livello basso di rumore si mantiene a livelli accettabili: fa eccezione il rate 220 Mbps, per il quale risulta invece molto alta già nel caso *LOS*, infatti il ricevitore *MMSE* trova difficoltà nell'annullare gli effetti delle interferenze di inter-simbolo, quindi nella stima dei bits commette sovente errori, che si presentano distribuiti sui vari pacchetti. Invece, se il rumore viene portato ad un livello alto, essendo già la *BER* di per sé elevata, i pacchetti errati sono numerosi: dai grafici ottenuti si può notare come nello scenario *LOS* entrambi i data rates sono sostenibili purché la distanza tra trasmettitore e ricevitore non sia troppo grande,

mentre nello scenario *NLOS* la *PER* è talmente alta da non consentire in sostanza la trasmissione.

Infine abbiamo confrontato le prestazioni dei sistemi *DS-SS* e *OFDM*: in particolare abbiamo analizzato la *BER* e la *PER* in funzione della distanza trasmettitore-ricevitore e abbiamo confrontato i risultati ottenuti con le prestazioni del rate 220 Mbps del sistema *DS-SS*.

I sistemi *OFDM*, rispetto a quelli *DS-SS*, sono meno sensibili alle interferenze di inter-simbolo grazie all'utilizzo degli intervalli di guardia che, in ricezione, evitano la sovrapposizione dei simboli *OFDM*.

Tuttavia, l'uso dell'intervallo di guardia (gap temporale tra due simboli *OFDM* consecutivi) peggiora l'efficienza del sistema, dato che si deve ridurre il tempo di simbolo e, quindi, aumentare la banda utilizzata sul canale; inoltre è necessario, in fase di ricezione, allinearsi correttamente con la parte utile del simbolo *OFDM* ignorando il tono di guardia.

Il punto debole della modulazione *OFDM* risiede, quindi, nell'inevitabile instabilità di frequenza della portante recuperata nel ricevitore a causa della demodulazione del segnale ricevuto, che deve essere molto più piccola della velocità di segnalazione su ogni sottoportante, pena l'insorgere di interferenza inter-portante *ICI*. In tal modo, si ha un requisito di stabilità di frequenza molto più stringente di quello relativo ad una modulazione *DS-SS* con un conseguente aumento della complessità di progettazione dei trasmettitori e dei ricevitori.

La modulazione *OFDM* ha però il vantaggio di un'efficienza spettrale nettamente superiore ad una modulazione tradizionale, che le garantisce una maggiore robustezza contro le distorsioni introdotte dal canale.