

# INDICE

<b>CAPITOLO 1 – WIRELESS LOCAL AREA NETWORK (WLAN)</b> .....	1
1.1 Reti in area locale (LAN) di nuova generazione .....	1
1.2 Configurazioni tipiche di una wLAN .....	3
1.3 Aspetti di propagazione nel progetto di reti wireless .....	8
1.4 DOWNLINK e UPLINK .....	10
1.4.1 DOWNLINK .....	11
1.4.2 UPLINK.....	11
1.5 Standard tecnologici sul mercato .....	13
1.6 Evoluzione verso le “Personal Area Network” (PAN) .....	15
<b>CAPITOLO 2 – TECNICA DI MODULAZIONE OFDM (ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING)</b> .....	22
2.1 Storia e motivazioni dell’OFDM .....	22
2.2 Modelli di sistema .....	27
2.2.1 Modello tempo-continuo .....	29
2.2.2 Modello tempo-discreto .....	37
2.2.3 Interpretazione tempo-frequenza e problema del “ <i>pulse shaping</i> ” .....	40
2.3 Sincronizzazione .....	44
2.3.1 Sincronizzazione di simbolo .....	44
2.3.2 Sincronizzazione della frequenza di campionamento .....	47
2.3.3 Sincronizzazione della frequenza di portante .....	48
2.4 Cenni sulla stima di canale .....	50
2.5 AOOFDM (Adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing) .....	51
2.5.1 Modello di sistema .....	54
2.5.2 Scelta dello schema di modulazione .....	55
2.5.3 Segnalazione e “ <i>blind detection</i> ” .....	66
2.6 AOOFDM con pre-distorsione spettrale .....	72

<b>CAPITOLO 3 – ACCESSO AL CANALE</b> .....	75
3.1 Assegnazione della risorsa condivisa .....	75
3.2 Protocollo MAC (Medium Access Control) .....	77
3.2.1 Tecniche di accesso multiplo .....	78
3.2.2 FDMA ( <i>Frequency Division Multiple Access</i> ).....	82
3.2.3 TDMA ( <i>Time Division Multiple Access</i> ) .....	83
3.2.4 CDMA ( <i>Code Division Multiple Access</i> ) .....	85
3.3 Lo “ Spread-Spectrum”.....	86
3.3.1 DS-CDMA ( <i>Direct Sequence-Code Division Multiple Access</i> ) .....	95
3.3.2 Ricevitore a rastrello ( <i>rake</i> ) .....	98
3.3.3 FH-CDMA ( <i>Frequency Hopping-Code Division Multiple Access</i> ) .....	100
3.3.4 TH-CDMA ( <i>Time Hopping-Code Division Multiple Access</i> ).....	104
<b>CAPITOLO 4 – OFDM E TECNICHE DI ACCESSO MULTIPLO AL CANALE</b> .....	109
4.1 Modulazione multiportante (MC) e diversità .....	109
4.2 OFDM-FDMA .....	111
4.3 OFDM-TDMA .....	112
4.4 OFDM-CDMA .....	114
4.5 Confronto fra gli schemi OFDM proposti .....	124
<b>CAPITOLO 5 – FORWARD ERROR CORRECTION (FEC)</b> .....	130
5.1 Correzione degli errori .....	130
5.1.1 Codici a blocchi .....	132
5.1.2 Codici ciclici .....	137
5.1.3 Codici di Reed-Solomon .....	139
5.1.4 Codici convoluzionali e decodifica di Viterbi .....	141
5.2 Probabilità d’errore sul bit per un collegamento OFDM .....	149
5.3 Probabilità d’errore sul bit per un collegamento OFDM-CDMA .....	158
5.4 Probabilità d’errore sul pacchetto dati .....	160

5.5 Adattamento del FEC alle condizioni di canale .....161

**CONCLUSIONI** .....166

**BIBLIOGRAFIA** .....169

# CAPITOLO 1

## WIRELESS LOCAL AREA NETWORK (WLAN)

### 1.1 RETI IN AREA LOCALE (LAN) DI NUOVA GENERAZIONE

Negli ultimi anni si è assistito allo sviluppo di *reti in area locale (Local Area Network (LAN))* per l'interconnessione di molteplici dispositivi prevalentemente in ambienti di lavoro e laddove, per la presenza di apparecchiature multimediali, ci sia esigenza di supportare il trasferimento dell'informazione a velocità elevate.

Mediante la realizzazione di queste reti è possibile connettere dispositivi come grandi memorie di massa che per ovvie ragioni hanno la necessità di rimanere centralizzate; inoltre un fattore importante è costituito dalla possibilità di questi network di interfacciarsi con reti di dimensioni ben più elevate (*Internet*).

Una LAN si distingue per i seguenti aspetti:

- *estensione geografica* limitata ad un edificio;
- *canale di trasmissione unico*, che gli utenti devono poter condividere;
- *elevata velocità di trasferimento dell'informazione*, solitamente al di sopra del Mbit/s con tasso di errore piuttosto basso.

Un problema che si presenta è quello del cablaggio degli edifici all'interno dei quali deve prender posto una siffatta rete; i costi atti all'operazione sono più contenuti nell'eventualità in cui l'edificio sia in fase di costruzione ma tendono a divenire ingenti se questo è già ultimato; dal momento che i luoghi in cui le LAN si sviluppano sono spesso soggetti ad esser rimodernati per poter aumentare la velocità di trasferimento, i costi che si dovrebbero sostenere col ricablaggio degli edifici sarebbero troppo elevati.

Per poter risolvere questi problemi, si è giunti all'alternativa di nuove reti denominate *wireless LAN (wLAN)*, in cui la trasmissione dei dati avviene via etere supportata dalle onde elettromagnetiche, risolvendo anche il problema della connessione fra terminali mobili presenti all'interno della rete.

Una wLAN può essere semplicemente l'estensione di una rete già esistente in un edificio; in tal caso permette di minimizzare i costi di ammodernamento della LAN precedente per ricablare l'ambiente di lavoro; alternativamente, può costituire una rete completamente a sé.

I vantaggi che una wLAN fornisce rispetto ad una semplice rete in area locale cablata sono:

- *velocità e semplicità di installazione* dovuta alla mancanza di cavi che in una LAN ordinaria devono essere posati all'interno dell'edificio in cui si vuole realizzare la connettività alla rete; ciò rende l'installazione della rete facile e veloce;
- *mobilità*: un utente della rete è in grado di connettersi in qualunque luogo che sia coperto dalla rete stessa, potendo così scambiare informazioni con altri utenti senza vincoli particolari, ciò che non era possibile nelle tradizionali reti cablate;
- *facilità di espansione e di ammodernamento*: l'amministrazione di una rete non deve effettuare lavori di ricablaggio dell'edificio quando decide di rinnovare le infrastrutture di rete o di espandere la rete preesistente. Da ciò seguono direttamente
- *bassi costi di gestione* nelle espansioni e nei riammodernamenti, se paragonati a quelli di manutenzione di una rete in area locale di tipo wired;
- *scalabilità*: la complessità e i costi di una wLAN, in funzione del numero di utenti che la rete può accogliere, sono aspetti che tendono ad assestarsi a valori costanti oltre un certo numero di utilizzatori; pertanto una rete non cablata può ospitare un numero definito di utenti a seconda delle

specifiche esigenze, ampliandolo facilmente grazie alla tecnologia wireless.

Nonostante tutti questi vantaggi, si deve menzionare il fatto che gli *investimenti iniziali* che vengono fatti nella realizzazione di una wLAN sono maggiori rispetto a quelli di cui necessita una rete wired; ciò deriva da problemi realizzativi che invece sono assenti in una rete cablata, come ad esempio l'*handoff* (o *handover*) fra due celle; un altro problema delle wLAN riguarda la *sicurezza* sui dati trasmessi che si ripercuote sulla necessità di criptare i dati prima di affidarli alle onde elettromagnetiche, per evitare di poter accedere all'informazione trasportata dalla wLAN da un punto contiguo alla rete stessa.

Si può tuttavia concludere che, in un'ottica a lungo termine, i benefici che una wLAN apporta alla trasmissione dati sono di gran lunga superiori agli svantaggi che abbiamo qui menzionato, e in particolare ai costi di investimento che si devono sostenere nella fase iniziale.

## **1.2 CONFIGURAZIONI TIPICHE DI UNA WLAN**

Immaginando di considerare una rete wireless come espansione di una rete cablata preesistente, si sono andati affermando due tipi di strutture di rete: la più semplice è la configurazione cosiddetta *ad hoc* (o *peer to peer*), in cui tutti i terminali sono paritari e non è necessario alcun tipo di preconfigurazione o amministrazione gestita da una stazione predeterminata a cui tutti gli altri utenti debbano far riferimento; basilamente, una rete ad hoc realizza una organizzazione di tipo distribuito, in opposizione ad una architettura di tipo centralizzato (a stella) in cui i vari utenti comunicano tra loro tramite una stazione radiobase che rappresenta l'organo di controllo. Ciò è esemplificato nelle figure 1.1 e 1.2: nella prima, si sono evidenziati alcuni possibili percorsi di comunicazione fra utenti, nella seconda i collegamenti fra il "centro-stella" che gestisce la rete e i vari terminali.

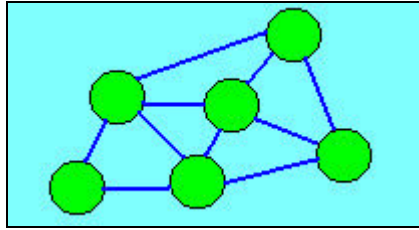


Figura 1.1: Architettura di tipo distribuito.

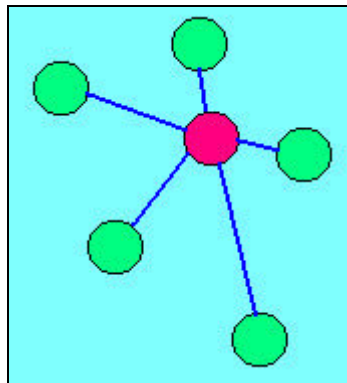


Figura 1.2: Architettura di tipo centralizzato.

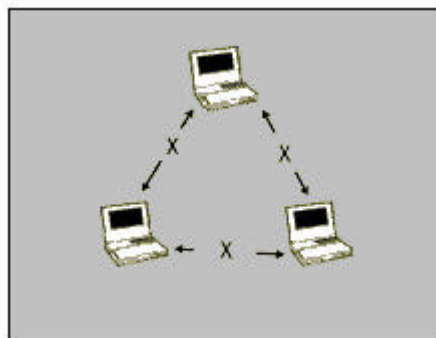


Figura 1.3: Configurazione di rete *ad hoc*.

Per chiarire il concetto, una rete *ad hoc* può essere rappresentata da un gruppo di computer, ognuno corredato di adattatore wireless, collegati punto a punto come fossero reti wireless indipendenti (fig 1.3); questi terminali sono pertanto in grado di scambiarsi informazioni, ma soffrono dell'isolamento dal mondo esterno costituito da altre reti, a limite ben più ampie (ad esempio Internet); ciò conduce

inevitabilmente alla privazione di scambio dati con la struttura esterna, e alla impossibilità degli elementi della rete ad hoc di fungere da intermediari fra gli altri e ciò che si trova al di fuori.

Questa costrizione può essere risolta mediante il secondo tipo di reti wireless, alle quali si è accennato all'inizio del paragrafo: le *reti ad infrastruttura*, la cui peculiarità risiede nel fatto che, avvalendosi di dispositivi denominati *Access Point (AP)*, permettono di realizzare una connessione con ciò che le circonda al di fuori. Gli AP esistenti sono di due tipi: i primi sono hardware (*Hardware Access Point (HAP)*), mentre i secondi di tipo software (*Software Access Point (SAP)*).

Un AP di tipo hardware è fondamentalmente un dispositivo fisico che viene installato direttamente sulla rete cablata esterna e costituisce, nella propria area di copertura, un'interfaccia con i dispositivi wireless.

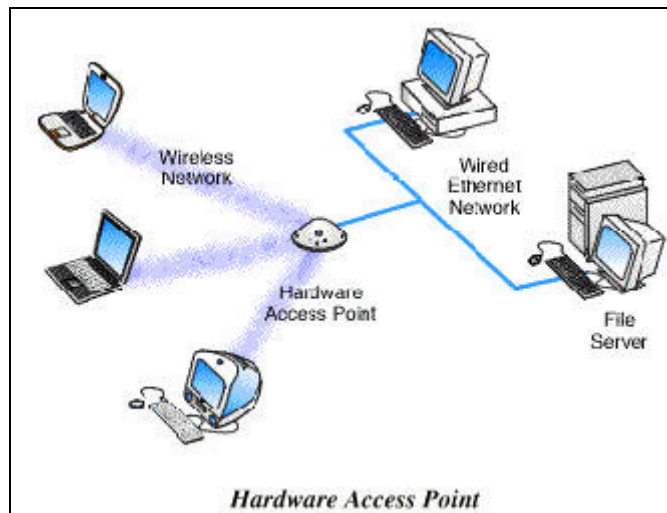


Figura 1.4: Hardware Access Point.

Un AP di tipo software è invece un particolare software che, installato sui computer predisposti, consente la comunicazione fra l'esterno e la wLAN, permettendo di realizzare topologie della rete che con i soli Hardware Access Point non sarebbero possibili.



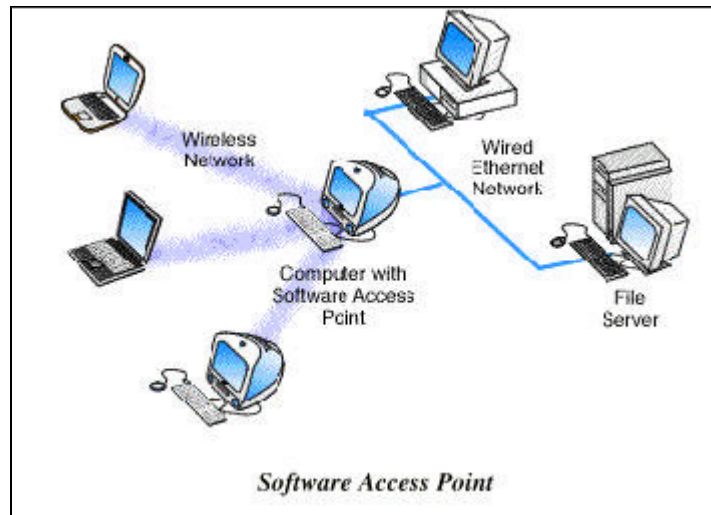


Figura 1.5: Software Access Point.

Un AP può servire un determinato numero di utenti a seconda della implementazione del singolo produttore; quindi, unico inconveniente di questa configurazione è la sua copertura limitata. In genere, poiché un singolo AP ha un'area di copertura circoscritta in reti di maggiore estensione, per servire l'intera zona nella quale si desidera realizzare la completa connettività wireless, è necessario utilizzare più di un AP (fig. 1.6): in tal modo, più AP provvedono a connettere la rete wireless e la rete wired consentendo agli utenti di condividere efficientemente le risorse di rete.

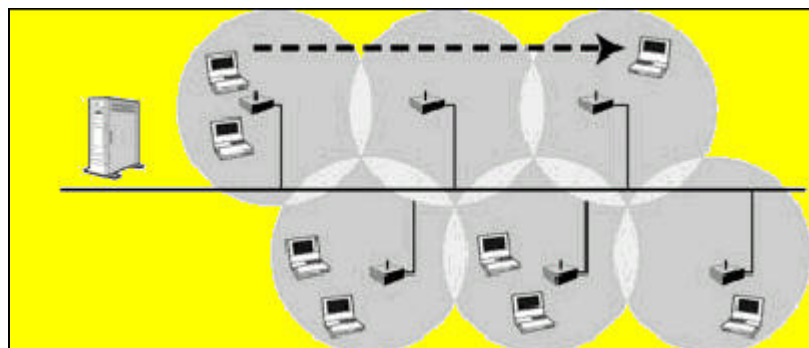


Figura 1.6: Configurazione di rete *ad infrastruttura* con più AP.

Le potenze di uscita delle comunicazioni wireless sono sicuramente limitate dalle distanze che i segnali devono percorrere, pertanto le wLAN utilizzano celle simili a quelle dello standard *GSM (Global System for Mobile Communications)*, per estendere il range della connettività wireless: un AP, oltre a realizzare un collegamento con l'infrastruttura esterna alla wLAN, svolge anche il ruolo di *radio-node (RN)* o stazione radiobase, permettendo ad un utente mobile, fornito di adattatore wLAN, di far capo ad un AP ed una microcella (o area di copertura) determinati e di comunicare con gli altri terminali che sono al suo interno. Si realizza così una struttura in cui le singole celle si sovrappongono parzialmente in modo che ad ogni utente sia assicurata la continuità di comunicazione durante l'attraversamento di un'area geografica; vengono cioè supportate procedure di *handoff* trasparenti agli utenti della rete e un utente non si accorge che sta transitando da una microcella ad una adiacente.

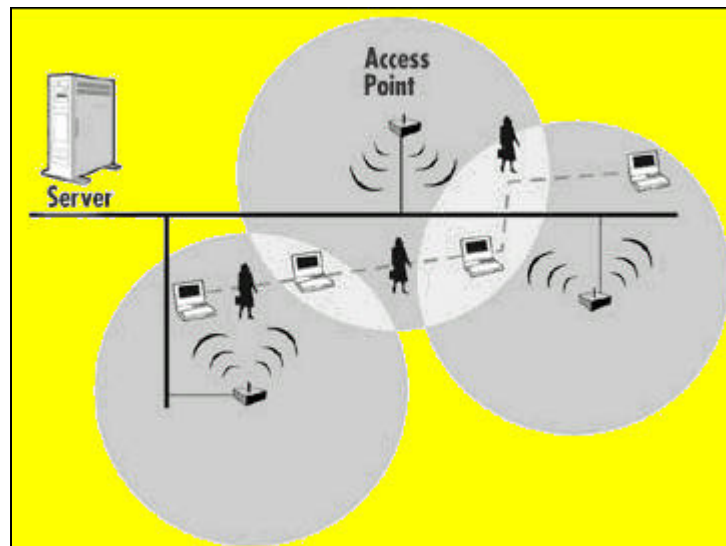


Figura 1.7: Handoff in una connessione wLAN tra access point.

### 1.3 ASPETTI DI PROPAGAZIONE NEL PROGETTO DI RETI WIRELESS

Nei sistemi wireless, cambiamenti nell'ambiente fisico generano problemi di *fading* nel canale di trasmissione. Queste mutazioni includono sia il moto relativo esistente fra trasmettitore e ricevitore che l'insieme di elementi "scatteranti"/riflettenti presenti nello spazio circostante.

Quando vengono sviluppati nuovi standard per sistemi wireless, i modelli di canale adottati sono usualmente classificati in base all'ambiente in cui il ricevitore è destinato ad operare; tali ambienti vengono definiti con terminologie del tipo "*rural area*", "*business indoor*"... e sono specificati ad esempio dall'*European Telecommunications Standards Institute (ETSI)* [1, 2]. In studi teorici sui sistemi wireless, i modelli di canale vengono di solito scelti in maniera tale da semplificare l'analisi e, in questo contesto, le maggiori classi di caratteristiche di fading sono conosciute sotto il nome di *Rayleigh* e *Rician* [3].

Un ambiente *Rayleigh fading* prevede l'assenza di *line of sight (LOS)* e di elementi "scatteranti"/riflettenti fissi; il valore atteso del fading è nullo.

Se invece è presente LOS, l'ambiente viene modellato come *Rician fading* e ha le stesse caratteristiche del primo eccetto un valore atteso non nullo.

Spesso le proprietà di un modello teorico sono caratterizzate solo da pochi parametri, come ad esempio il profilo di *power-delay* o la massima frequenza Doppler; il primo di questi due ( $r$ ) dipende dall'ambiente e la scelta che si adotta comunemente è quella di profilo che si attenua in maniera esponenziale:

$r(t) = e^{-\frac{t}{\tau_{rms}}}$ , dove  $t$  è il ritardo temporale e  $\tau_{rms}$  è il valore quadratico medio (RMS)

del profilo di *power-delay* [50]; ad ogni modo diverse altre scelte sono possibili; la massima frequenza Doppler  $f_{d,max}$  può determinarsi mediante la relazione  $f_{d,max} = f \frac{v}{c}$ , dove  $f$  è la frequenza della portante in Hz,  $v$  è la velocità del ricevitore in m/s e  $c \gg 3 \cdot 10^8$  m/s è la velocità della luce. Generalmente si assume uno scattering di tipo isotropo in cui la potenza del segnale ricevuto viene diffusa

uniformemente da tutti gli angoli da cui proviene e ciò si manifesta in uno spettro Doppler a forma di U; comunemente ci si riferisce a questo come *spettro di Jakes* [4] determinato dalla massima frequenza Doppler.

La frequenza portante che si utilizza gioca un ruolo apprezzabile nella trasmissione delle onde elettromagnetiche che supportano la propagazione in una wLAN.

Uno dei fattori limitanti nell'impiego di onde millimetriche (gamma 30-300 GHz) è costituito dalla considerevole attenuazione atmosferica causata da fenomeni di assorbimento dovuti a gocce di pioggia, vapore acqueo e ossigeno. Tuttavia, lavorare nella banda delle onde millimetriche, dove è presente una forte attenuazione, può risultare vantaggioso per almeno due motivi:

- consente di lavorare con un livello di interferenza sensibilmente inferiore, a patto che la distanza dagli interferenti sia opportunamente grande;
- riduce gli effetti negativi del *multipath* abbreviando la durata della risposta impulsiva del canale: infatti i cammini a riflessioni multiple subiscono una consistente attenuazione e pertanto il loro contributo di potenza può essere trascurato.

Per sfruttare al meglio questi vantaggi è necessario posizionare lo spettro del segnale in un range di frequenza all'interno del quale le caratteristiche di attenuazione siano costanti e pressoché indipendenti dalle condizioni atmosferiche. Per queste ragioni è bene evitare i picchi di attenuazione del vapore acqueo, i quali dipendono fortemente da temperatura, pressione e umidità, e sfruttare invece quelli dell'ossigeno, la concentrazione del quale si può supporre costante. In particolare, nella banda intorno a 60 GHz, l'attenuazione atmosferica è ascrivibile quasi esclusivamente alla presenza dell'ossigeno e il suo valore risulta pari a 15.5 dB/Km, in presenza delle seguenti condizioni atmosferiche:  $T=20^{\circ}\text{C}$ ,  $p_{\text{atm}}=1 \text{ atm}$ ,  $h=0 \text{ Km}$ ,  $d_w=7.5 \text{ g/m}^3$ . In figura 1.8 è riportato il diagramma di attenuazione specifica del vapore acqueo e dell'ossigeno.

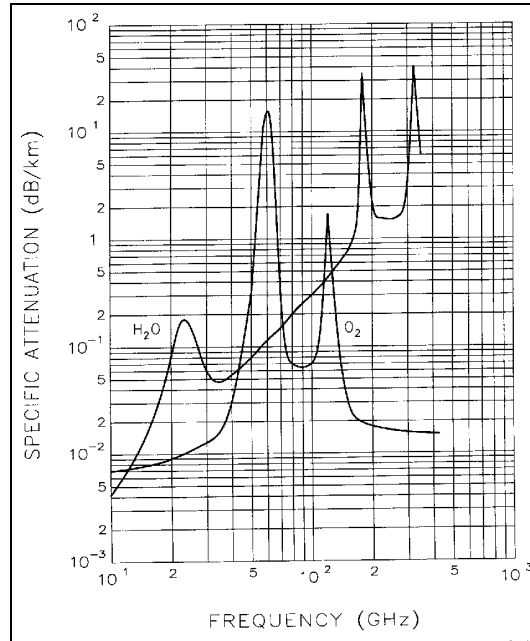


Figura 1.8: Attenuazione specifica (dB/Km) del vapore acqueo e dell'ossigeno al variare della frequenza [Ghz].

## 1.4 DOWNLINK E UPLINK

Nella definizione e nel progetto di wLAN, è importante la distinzione fra tratta di *DOWNLINK (DL)* e di *UPLINK (UL)*.

Facendo riferimento ad una architettura centralizzata ad una stazione radio fissa, nel DL la trasmissione avviene da questa verso i terminali mobili, mentre nell'UL dai terminali verso la stazione radiobase. La ragione di tale distinzione risiede nel fatto che il DOWNLINK e l'UPLINK richiedono in genere strategie differenti.

I sistemi wireless più frequentemente discussi sono quelli per *broadcasting*, vale a dire per audio e video digitale, i quali contengono solo una tratta di DL non essendo presente un canale di ritorno; dall'altro lato abbiamo i sistemi cellulari che mostrano sia un DL che un UL.

### 1.4.1 DOWNLINK

In questo caso, l'*n*-esimo terminale riceve l'informazione  $s(t)$  trasmessa dalla stazione radiobase attraverso il proprio canale con risposta impulsiva  $h_n(t)$  e il segnale ricevuto è dato dalla convoluzione:  $r_n(t) = s(t) * h_n(t)$ .

Ogni ricevitore (terminale) deve semplicemente sincronizzarsi con la stazione radiobase e, dal suo punto di vista, gli altri terminali non esistono; ciò rende la sincronizzazione relativamente semplice, e tutte le informazioni pilota trasmesse dalla stazione radiobase possono essere utilizzate per la stima di canale e la sincronizzazione.

Uno schema della tratta di DL è mostrato in figura 1.9.

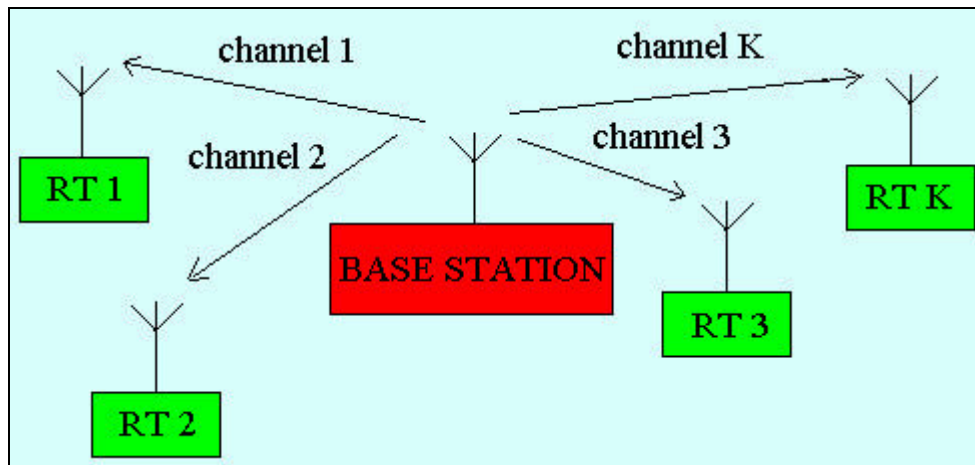


Figura 1.9: Lo scenario di DOWNLINK.

### 1.4.2 UPLINK

Lo scenario del canale di UL è invece rappresentato in figura 1.10.

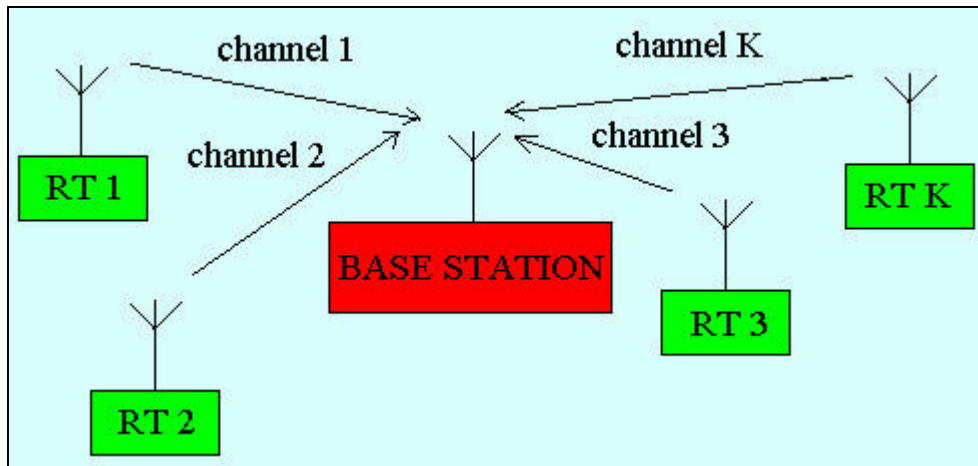


Figura 1.10: Lo scenario di UPLINK.

In questo secondo caso, la stazione radiobase riceve il segnale  $s_n(t)$  trasmesso dall' $n$ -esimo terminale mobile attraverso il canale di risposta impulsiva  $h_n(t)$  ed il segnale totale ricevuto  $r(t)$  alla stazione radiobase è dato dalla sovrapposizione di

tutti i segnali provenienti dai singoli terminali: 
$$r(t) = \sum_{n=1}^K s_n(t) * h_n(t).$$

Il problema più grande in questo contesto è proprio la somma di tutti i segnali che giungono attraverso canali differenti; affinché la stazione radiobase sia in grado di separare i segnali provenienti da ogni terminale, è necessario avere una sufficiente ortogonalità dei segnali ricevuti, che significa fare in modo che i diversi segnali ricevuti interferiscano lievemente. Diversi metodi di trasmissione atti a minimizzare l'interferenza sono stati proposti; questi combinano la tecnica di modulazione *OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)* alle tecniche di accesso multiplo al canale a divisione di codice, tempo e frequenza (CDMA, TDMA, FDMA); la loro descrizione con relativi vantaggi e svantaggi verrà trattata nel terzo e quarto capitolo del presente lavoro di tesi.

Indipendentemente dal metodo scelto per separare i segnali, un importante obiettivo in questo scenario è la sincronizzazione, infatti, onde evitare interferenza, tutti i terminali mobili devono essere congiuntamente sincronizzati alle stazioni radiobase; ulteriormente, se viene utilizzata modulazione coerente, i diversi canali devono essere stimati separatamente.

## **1.5 STANDARD TECNOLOGICI SUL MERCATO**

Al giorno d'oggi, si stanno brevettando e standardizzando wLAN a livello internazionale che supportano comunicazioni multimediali a larga banda. Gli standard includono HIPERLAN/2 definita dall'ETSI BRAN, 802.11a definita dall'IEEE e HiSWANa definita da MMAC; in generale, questi sistemi forniscono velocità di trasferimento dati che si adatta al canale fino a 54 Mbit/s, in un canale con larghezza di 20 Mhz e nella banda radio intorno a 5 Ghz. Forniamo le caratteristiche principali dei primi due.

Entrambi supportano modalità di trasmissione a pacchetto con tecnica di modulazione OFDM, almeno nelle versioni iniziali.

Lo standard HIPERLAN/2 è stato fornito dall'ETSI nel 1996 ed opera in due bande di frequenza: una intorno ai 5 Ghz e l'altra intorno ai 17 Ghz; mentre per la prima banda è stato specificato un *data rate* fino a 24 Mbit/s, per la seconda si è cercato di raggiungere una velocità di 150 Mbit/s; il comitato RES-10 dell'ente sta comunque ancora lavorando a questo standard.

Intorno ai 5 Ghz, nello standard HIPERLAN/2, l'accesso al mezzo è basato su una strategia di tipo TDMA/TDD, con un periodo di trama pari a 2 ms; questo comprende UL, DL e *DiL (Direct Link)* per permettere il collegamento diretto fra due stazioni; tali fasi vengono gestite in maniera centralizzata dalla stazione radiobase, la quale informa i terminali su quando trasmettere i propri dati all'interno della trama di accesso al mezzo (*MAC frame*); pertanto, i blocchi temporali vengono allocati dinamicamente, in dipendenza della necessità di risorsa per la trasmissione; il protocollo di accesso al mezzo di HIPERLAN/2 è progettato per fornire primariamente una certa qualità di servizio, essenziale in numerose applicazioni multimediali *real-time*.

Oltre alla tecnologia di sua proprietà, l'IEEE 802.11 fornisce internazionalmente uno standard per wLAN (rilasciato per la prima volta nel 1997) con *data rate* fino a 2 Mbit/s operando nella banda *ISM (Industrial Scientific Medical)* dei 2.4 Ghz; inoltre, l'estensione a velocità più elevate di questo standard (802.11b) permetterà



di raggiungere rate di trasmissione massimi di 11 Mbit/s, continuando ad operare nella banda ISM [8].

IEEE 802.11a impiega un protocollo di accesso al mezzo di tipo distribuito che tralascia pertanto qualsiasi requisito relativo ad un accesso di tipo centralizzato. Il MAC è basato sul protocollo *Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA/CA)*, sovente descritto come “*listen before talk*” poiché il generico terminale deve sondare il canale prima di poter trasmettere: se il canale è libero, la trasmissione può iniziare, altrimenti viene implementato un periodo esponenziale di *back-off* prima che il canale venga investigato nuovamente. L’impiego di un MAC di tipo distribuito, rende IEEE 802.11a più adatta a reti di tipo ad hoc ed applicazioni non real-time.

Un’altra differenza significativa fra i due standard è la lunghezza dei pacchetti informativi utilizzata; infatti, mentre HIPERLAN/2 impiega pacchetti di dimensione fissa, 802.11a supporta pacchetti di lunghezza variabile.

Lo scenario dunque è quello di una crescente domanda di velocità sempre più elevata e una richiesta di banda dedicata; ciò ha condotto allo sviluppo di nuovi standard e all’allocazione di nuova risorsa spettrale. Ad esempio nel Nord America l’FCC ha allocato risorse per 300 Mhz alla banda dell’UNLICENSED NATIONAL INFORMATION INFRASTRUCTURE (U-NII) e in Europa l’ERC ha destinato un totale di 455 Mhz di spettro a 5 Ghz per reti wireless.

Gli strati fisici dei nuovi standard supporteranno molteplici modi di trasmissione (fornendo data rate fino a 54 Mbit/s laddove le condizioni di canale lo consentano); si può comunque affermare che il protocollo di accesso al mezzo gioca un ruolo importante nelle portate attualmente raggiungibili.

La stretta cooperazione fra ETSI BRAN, ARIB MMAC e IEEE 802.11 ha assicurato che gli strati fisici dei vari standard wLAN a 5 Ghz siano ampiamente armonizzati; questo equilibrio e i mercati internazionali su larga scala dovrebbero facilitare la produzione a basso costo di periferiche conformi a tutti e tre i modelli. Come risultato, tutti gli standard hanno ricevuto considerevole sostegno industriale

(si pensi all'HIPERLAN/2 Global Forum) e sono conseguentemente pronti a dominare il futuro della tecnologia wireless LAN nella banda dei 5 Ghz.

## **1.6 EVOLUZIONE VERSO LE “PERSONAL AREA NETWORK” (PAN)**

Nel paradigma delle reti wireless ad hoc, come abbiamo visto, tutte le unità sono paritarie: non c'è alcuna distinzione tra stazione base e terminali, essendo l'architettura di rete realizzata e mantenuta in modo distribuito, senza la presenza di un controllore centrale; oltre a questo non è presente una struttura di appoggio cablata.

La ricerca nel campo delle reti radio ad hoc è cominciata trent'anni fa, con il progetto “*DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) Packet Radio*” che si proponeva di definire un'infrastruttura di comunicazione radio con caratteristiche di velocità di configurazione e di robustezza assai elevata alla perdita della connessione con i terminali, in modo da essere utilizzata in ambito militare. Da allora, lo stato dell'arte nel campo delle reti radio ad hoc ha fatto sensibili progressi, consentendo lo sviluppo e la commercializzazione di numerosi sistemi civili e militari.

Il prossimo stadio nel processo di evoluzione delle reti di comunicazione è rappresentato dalle reti personali, indicate generalmente con l'acronimo PAN (*Personal Area Network*). Con questo nome si denotano reti radio che connettono dispositivi fissi, portatili o mobili presenti nello “spazio operativo personale” (*personal operative space (POS)*), in altre parole lo spazio che circonda una persona, fino a una distanza di dieci metri, e che si sposta con l'utilizzatore stesso.

Esempi di dispositivi che possono essere interconnessi in una PAN sono, tra l'altro, i calcolatori, compresi quelli portatili (*laptop*), i *PDA (Personal Digital Assistant)*, i telefoni cellulari, i cercapersone, gli auricolari, i microfoni, le fotocamere digitali, le stampanti, i lettori MP3.

I leader del settore hanno intuito le grandi potenzialità di queste nuove tipologie di servizi e hanno iniziato a operare freneticamente per fornire il supporto tecnologico, le specifiche e i protocolli che dovranno facilitarne lo sviluppo e l'ampia diffusione. Sono state così messe a punto numerose tecnologie con caratteristiche in parte affini e in parte complementari. Esse consentono, in genere, trasmissioni a corto raggio, tra i 10 e i 100 m [42], nella banda ISM libera da concessioni governative, con velocità di trasmissione limitate a qualche Mbit/s. Un esempio di rete che si sta affermando è *Bluetooth*.

Quest'ultima tecnologia prende il nome dal re vichingo Harald Bluetooth [42], che nel decimo secolo unificò le terre di Danimarca e Norvegia sotto un unico regno. Analogamente, Bluetooth si prefigge l'ambizioso obiettivo di "unificare" sotto il reame di un unico standard la comunicazione radio a breve distanza di tutto l'eterogeneo mondo degli apparecchi elettronici di largo consumo.

Si potrà, ad esempio, trasmettere una e-mail dall'auto tramite la rete GSM connettendo il portatile al telefono cellulare; se configurato correttamente, il calcolatore potrebbe addirittura connettersi in modo trasparente all'operatore, scegliendo automaticamente il collegamento più conveniente tra quelli disponibili in quel momento, secondo parametri di valutazione predefiniti. Allo stesso modo, potrà collegarsi a Internet da locali pubblici, negozi, sale di attesa, purché predisposti con appositi AP di Bluetooth (fig. 1.11).

Ancora, il portatile potrà riconoscere la prossimità del calcolatore di casa o dell'ufficio, e stabilire automaticamente una connessione per riallineare i contenuti delle cartelle presenti nelle due macchine, o per fare un *back-up* di alcuni dati. Si potranno scaricare immagini da una fotocamera digitale direttamente a una stampante, scambiare biglietti da visita elettronici tra palmari, ricevere informazioni di qualsiasi natura sul proprio cellulare da appositi apparecchi installati in stazioni o aeroporti (fig.1.12).

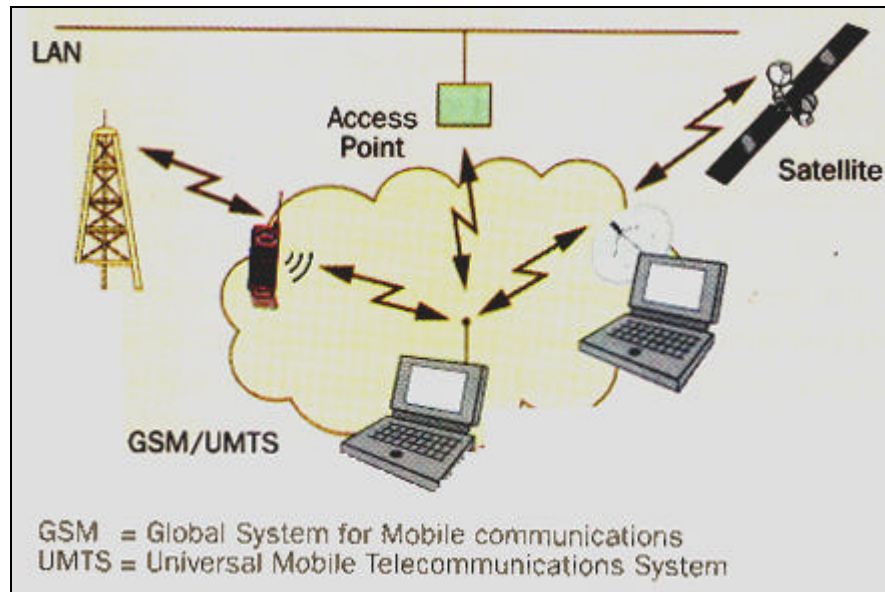


Figura 1.11: AP dei dati e della fonia.

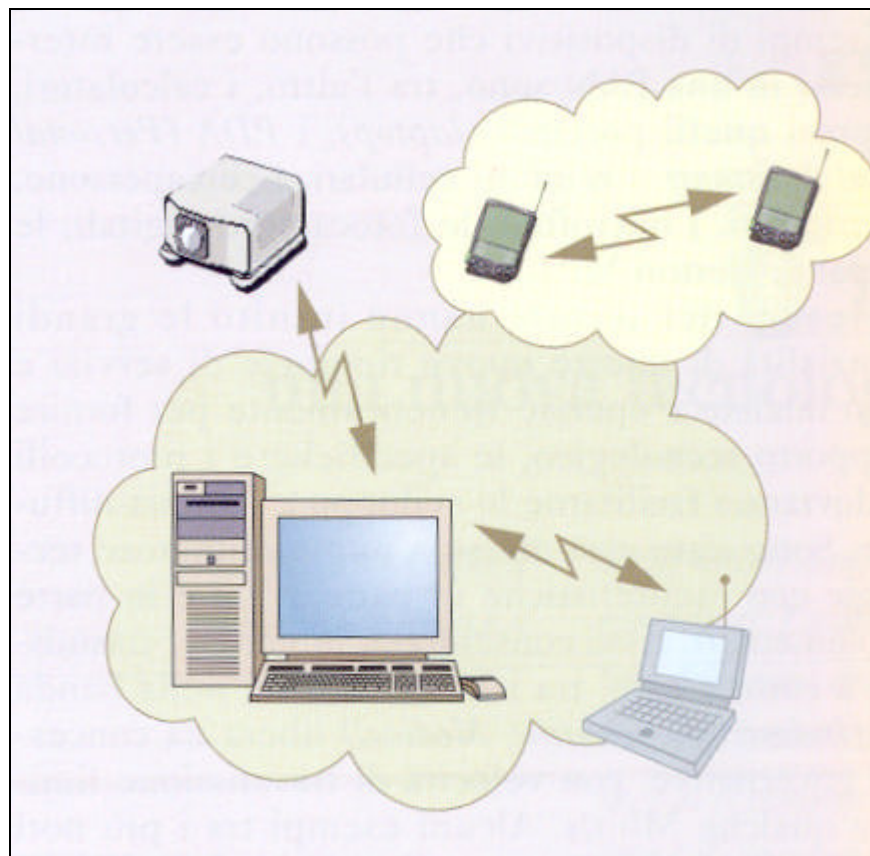


Figura 1.12: Personal Area Network (PAN).

Si potranno eliminare i cavi per collegare tra loro diversi accessori, come calcolatore portatile e mouse, tastiera, joystick, video, stampante (fig. 1.13).



Figura 1.13: Connessione delle unità periferiche.

Molti di questi dispositivi potranno essere utilizzati in diversi contesti: ad esempio, un telefono dotato di Bluetooth potrebbe funzionare come GSM all'esterno, come *cordless* in ambiente interno o addirittura come *walkie-talkie* se entra nel raggio di copertura di un altro telefono dotato di Bluetooth. Oppure, un auricolare con microfono (un *headset*), potrà essere impiegato per connettersi al telefono del proprio ufficio o al computer. Lo stesso headset potrà poi essere usato con il cellulare oppure potrà essere impiegato come sistema a “viva-voce” in auto.

Queste sono alcune delle diverse possibilità di utilizzo di Bluetooth: l'insieme delle applicazioni proposte per queste tecnologie è infatti vasto e in continua espansione,

considerando anche scenari decisamente futuristici. D'altronde, per garantire la sopravvivenza di una nuova tecnologia in un mercato altamente concorrenziale come quello delle reti radio, è necessario stimolare la clientela per il nuovo prodotto, offrendo servizi che rendano più agevole la vita quotidiana (come, ad esempio, la possibilità di connettere apparecchi elettronici senza cavi) e prospettando, nel contempo, la disponibilità di altri servizi, inediti e affascinanti, che rappresentino un'attrattiva a lungo termine.

Bluetooth è stato inizialmente pensato come un elemento sostitutivo dei cavi nei collegamenti tra dispositivi elettronici di vasto consumo. Per realizzare questo obiettivo, doveva risultare economico, di piccole dimensioni e con un consumo di potenza assai ridotto. I progettisti, in particolare quelli di *Ericsson*, hanno tenuto in considerazione questi requisiti durante l'intero processo di sviluppo del sistema, dalla scelta della tecnologia radio e delle frequenze di lavoro, alla definizione dei protocolli di accesso al mezzo e di gestione delle diverse unità.

Bluetooth utilizza la banda ISM centrata intorno ai 2.4 Ghz; questa banda, riservata originariamente ad applicazioni industriali, scientifiche e mediche è stata recentemente aperta all'utilizzo commerciale in numerosi paesi, generalmente senza bisogno di licenza governativa. Queste caratteristiche sono ideali per il sistema, che si prefigge di essere economico e operativo su base mondiale. Il problema più grande, nell'utilizzo di tale banda, è l'interferenza prodotta dagli altri dispositivi che operano in ISM, quali ad esempio, i telecomandi apri-porta, i forni a microonde, i telefoni senza filo, le reti wireless LAN (abbiamo visto ad esempio lo standard 802.11).

Per ridurre l'interferenza tra i diversi apparecchi, i vari enti governativi hanno fissato alcune norme che limitano la massima potenza di trasmissione e la banda dei segnali, imponendo l'uso di modulazione a spettro espanso (*spread-spectrum*, di cui si fornirà una dettagliata analisi nel terzo capitolo) al fine di distribuire la potenza del segnale su una banda più larga. In accordo con tali normative, Bluetooth utilizza la tecnica *FHSS (Frequency Hopping Spread-Spectrum)* in cui il ricetrasmittitore si sintonizza con continuità su una serie di portanti diverse, seguendo una sequenza di

salti in frequenza prestabilita (*Frequency Hopping Sequence*). Il segnale è trasmesso a banda stretta su ogni sottocanale, ma solo per un tempo limitato, dopo il quale esso è spostato su un'altra portante, realizzando in tal modo l'espansione dello spettro. Questo tipo di modulazione richiede l'utilizzo solo di componenti che operino su una banda stretta, economici e con un assorbimento di potenza molto contenuto; essa consente anche di sopprimere le sorgenti di interferenza fuori dalla sottobanda utile.

Bluetooth suddivide la banda ISM in 79 sottocanali equispaziati, con una larghezza di circa 1 Mhz. Trasmettitore e ricevitore "saltano" in modo sincrono tra questi sottocanali, seguendo una sequenza di salti (*hop*) pseudo-aleatoria che definisce il canale FH (*Frequency Hopping*). La trasmissione nelle due direzioni (*full-duplex*) è realizzata con la tecnica TDD (*Time Division Duplex*), in cui le fasi di trasmissione e ricezione si alternano sulla base di una quantizzazione temporale effettuata con intervalli di 0.625 ms (*slot*). Nominalmente, a ogni slot corrisponde una diversa portante nella sequenza di salti, cosicché trasmissione e ricezione avvengono su portanti differenti, con una frequenza massima di 1600 salti al secondo.

Il sistema utilizza inoltre una trasmissione binaria per le sue caratteristiche di semplicità realizzativa oltre che di robustezza all'interferenza; in particolare, è utilizzata una modulazione *GFSK* (*Gaussian-shaped Frequency Shift Keying*) [43] con un indice di modulazione  $h=0.3$ . Gli uno e gli zero logici sono trasmessi rispettivamente come deviazioni positive e negative dalla frequenza portante.

Infine, per rispondere alle normative internazionali, Bluetooth limita la banda effettiva del segnale a 1Mhz, offrendo quindi una velocità massima di trasmissione a livello fisico di 1 Mbit/s, con una potenza di trasmissione di 1 mW (0 dBm) o 100 mW (20 dBm) che consente una copertura in ambiente chiuso di 10 e 100 m rispettivamente [42].

Con questa digressione relativa alla panoramica sullo stato attuale delle tendenze tecnologiche, termina il capitolo; nel successivo, entreremo in dettaglio sulla tecnica di modulazione OFDM, che, unita a tecniche di accesso al canale (cfr. capitolo 3 e

4) e codifica (cfr. cap.5), fornisce sicuramente un potente mezzo di trasmissione in ambito wireless.



## CAPITOLO 2

### TECNICA DI MODULAZIONE OFDM (ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING)

#### 2.1 STORIA E MOTIVAZIONI DELL' OFDM

L'*OFDM* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) costituisce un caso particolare di trasmissione multiportante, dove un singolo flusso di dati seriali viene trasmesso in parallelo su un determinato numero di sottoportanti, con una velocità inferiore su ognuna di esse; per l'esattezza, questa verrà ridotta di un fattore pari proprio al numero di sottoportanti. Uno dei motivi del suo impiego è l'incremento di resistenza contro il fading selettivo in frequenza o l'interferenza a banda stretta; infatti, mentre in una struttura a portante singola fading e interferenza possono deteriorare l'intera connessione, in una multiportante solo una minima frazione di canali ne è affetta, potendo inoltre utilizzare una codifica a correzione d'errore che ne permetta il controllo. Incrementare il numero di portanti fino ad  $N$  vuol dire moltiplicare per lo stesso fattore la durata di ogni simbolo da esse trasportato, diminuendo così il ritmo di trasmissione su ognuna di esse: l'interferenza fra simboli contigui sarà pertanto ridotta, dal momento che un simbolo si sovrapporrà al successivo per una percentuale di tempo minore, essendo aumentata la loro durata.

In tale contesto, vale la pena dire che l'*OFDM* può essere riguardato sia come una tecnica di modulazione che come una tecnica di multiplazione

L'idea di avvalersi di una trasmissione dati parallela e una multiplazione a divisione di frequenza (*FDM*) risale alla metà degli anni '60, quando Chang pubblica uno scritto sulla sintesi dei segnali a banda limitata per trasmissione multicanale.

In uno schema classico di dati paralleli, l'intero spettro viene suddiviso in  $N$  sottocanali non sovrapposti; ognuno di questi viene quindi separatamente modulato

mediante un simbolo per poi essere multiplato in frequenza con gli altri; sembra opportuno operare questa separazione per evitare interferenza inter-canale.

Tuttavia, una politica di questo tipo conduce ad un uso inefficiente dello spettro disponibile ed è pertanto rivista poco più tardi da Saltzberg che mira, tra l'altro, alla riduzione dell'interferenza *inter-carrier (ICI)* e *inter-simbolo (ISI)*.

L'idea che viene proposta successivamente è quella di impiegare dati paralleli combinati alla tecnica di multiplazione FDM, ma con una sovrapposizione parziale dei canali e tale che ognuno trasporti un *rate* di segnalazione pari a  $b$  e sia separato dal canale adiacente di una quantità proprio pari a  $b$ ; ciò permette di evitare equalizzazione ad alta velocità nonché combattere rumore impulsivo e, come vedremo, distorsione dovuta a cammini multipli, ottenendo contemporaneamente un uso efficiente della banda disponibile.

La figura 2.1 mostra la differenza fra una convenzionale tecnica multiportante che non sfrutti sovrapposizione di canale e una che ne faccia uso.

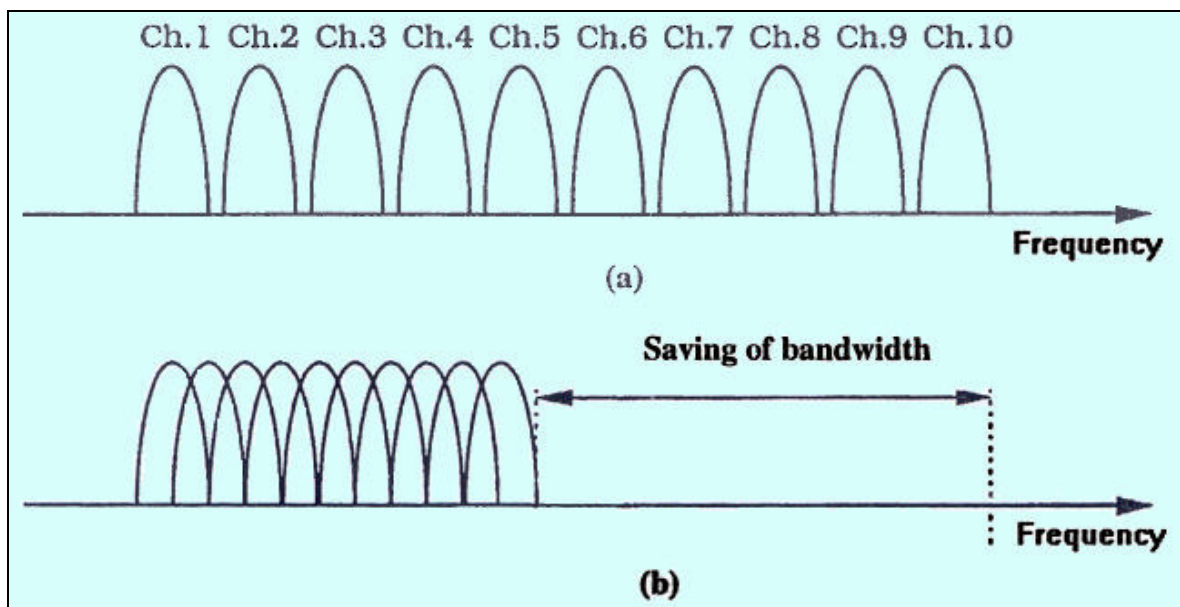


Figura 2.1: (a) Tecnica multiportante convenzionale, (b) tecnica multiportante con sovrapposizione.

Come si nota dalla figura, utilizzando un sistema in cui le varie sottoportanti adiacenti si sovrappongono, si giunge ad un risparmio di banda disponibile quasi del

50%. Per realizzare una struttura di questo genere, dobbiamo essere però in grado di ridurre il *crosstalk* fra i vari canali e ciò si esplica nell'avere una certa *ortogonalità*<sup>1</sup> fra le differenti sottoportanti modulate.

In un ordinario sistema FDM, più portanti sono spaziate in modo tale che i segnali possano essere ricevuti usando filtri convenzionali e demodulatori. In questi ricevitori, si introducono bande di guardia fra i differenti canali e ciò si esterna in un deterioramento dell'efficienza spettrale.

In un sistema OFDM invece, è possibile posizionare le sottoportanti in modo tale che le bande laterali dei singoli sottocanali si sovrappongano permettendo comunque una corretta ricezione dei segnali, priva di *ICI (Inter-Carrier Interference)* dipendente da portanti adiacenti: per consentire questo è necessario che le sottoportanti siano matematicamente ortogonali.

Il ricevitore opera come un banco di demodulatori che traslano ogni portante in continua (DC); il segnale risultante viene quindi integrato sul periodo di simbolo per essere in grado di recuperare i dati; se tutte le altre portanti abbattano le frequenze che nel dominio temporale contengono un numero intero di cicli del periodo di simbolo T, allora il processo di integrazione fornisce contributo nullo da parte di tutte queste sottoportanti. Dunque le portanti sono fra loro ortogonali se la loro spaziatura risulta multipla di 1/T.

Molte ricerche si focalizzano sull'alta efficienza di schemi di trasmissione parallela basati su portanti "ortogonali in frequenza". Nel 1971 Weinstein ed Ebert applicano la trasformata discreta di Fourier (DFT) alla trasmissione parallela di dati, come parte del processo di modulazione e demodulazione. La figura 2.2(a) mostra lo spettro dei singoli dati del sottocanale. Il segnale OFDM invece, multiplato nei singoli spettri con una spaziatura in frequenza pari a *b* che eguaglia la velocità di trasmissione di ogni flusso, viene mostrato in figura 2.2(b).

---

<sup>1</sup> Matematicamente, denominato con  $F$  un insieme di segnali periodici, se  $j_i$  è l'*i*-esimo segnale che ne fa parte, due segnali si definiscono ortogonali se sussiste la relazione seguente:  $\int_a^b j_i(t) j_j^*(t) dt = \begin{matrix} K & i=j \\ 0 & i \neq j \end{matrix}$ , avendo indicato con "\*" il complesso coniugato del segnale e con [a,b] il periodo.

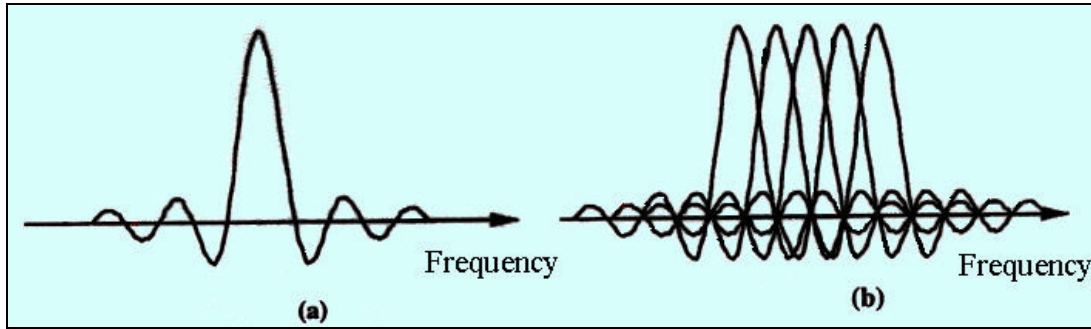


Figura 2.2: (a) Spettro di un sottocanale OFDM e (b) di un segnale OFDM.

Come si comprende, si è assunta una forma rettangolare per gli impulsi trasmessi che si ripercuote in frequenza in una risposta di tipo  $\text{sinc}^2$ .

La figura mostra chiaramente che in corrispondenza alla frequenza centrale di ogni sottoportante, non c'è crosstalk da parte di altri canali; pertanto, se in ricezione viene utilizzato un algoritmo DFT e vengono calcolati i valori di correlazione con la frequenza centrale di ogni sottoportante, siamo in grado di ricostruire i dati trasmessi senza crosstalk. Inoltre, impiegando una tecnica multiportante basata su DFT, la moltiplicazione a divisione di frequenza viene realizzata non mediante filtraggio di tipo passabanda ma con processamento di tipo banda base.

Di rilevante importanza è la possibilità di eliminare i banchi di oscillatori per le sottoportanti e i demodulatori di tipo coerente solitamente richiesti in una moltiplicazione a divisione di frequenza, sfruttando implementazioni completamente digitali, realizzate intorno ad hardware per scopi specifici, in grado di effettuare la trasformata di Fourier veloce (FFT) che è una efficiente implementazione della DFT. Recenti progressi nella tecnologia a integrazione su scala molto ampia (VLSI) permettono accesso commerciale a grandi quantità di chip FFT ad alta velocità. Utilizzando questo metodo, sia il trasmettitore che il ricevitore vengono implementati impiegando efficienti tecniche di FFT che riducono il numero di operazioni da  $N^2$  (nella DFT) a  $N \log_2 N$ , con  $N$  lunghezza della DFT.

---

<sup>2</sup>  $\text{sinc}(x) \triangleq \frac{\sin px}{px}$ .

Negli anni '60 il sistema OFDM fu sperimentato in molteplici sistemi ad uso militare mentre negli anni '80 è stato studiato per modem ad elevata velocità, comunicazioni mobili digitali e registrazioni ad alta densità. Negli anni '90 è invece stato sfruttato per comunicazioni di dati a banda larga su canali FM radiomobili, *High-bit-rate Digital Subscriber Line (HDSL; 1.6 Mb/s)*, *Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL; velocità superiore a 6 Mb/s)*, *Very-high-speed Digital Subscriber Line (VDSL; 100 Mb/s)*, *Digital Audio Broadcasting (DAB)* e trasmissioni terrestri *High Definition Television (HDTV)*.

Concludendo questa panoramica, il sistema di trasmissione OFDM presenta sicuramente i seguenti vantaggi chiave:

- è una strategia efficiente nel combattere fenomeni di cammini multipli; per un determinato sparpagliamento temporale, la complessità di implementazione è significativamente inferiore a quella di uno standard a portante singola dotato di equalizzatore;
- in canali con variazioni nel tempo relativamente lente, è possibile innalzare notevolmente la capacità adattando la velocità dei dati di una determinata sottoportante al suo rapporto segnale/rumore (SNR);
- risulta robusto rispetto all'interferenza a banda stretta, poiché quest'ultima colpisce solo una bassa percentuale di sottoportanti;

Dall'altro lato, l'OFDM presenta anche degli inconvenienti se lo si confronta con i complessi a singola portante; infatti:

- risulta più sensibile agli *offset* di frequenza e al rumore di fase;
- ha un rapporto potenza di picco/potenza media relativamente grande e questo tende a ridurre il rendimento di potenza dell'amplificatore RF e conduce a una forte richiesta di linearità per gli amplificatori [10]. Le non linearità negli amplificatori, infatti, potrebbero essere responsabili di ISI ed ICI nel sistema. In particolare, se gli amplificatori non vengono progettati con un proprio

*output back-off (OBO)*, le distorsioni da clipping possono essere responsabili di forti degradazioni;

- la dispersività del canale, sia in tempo che in frequenza, può distruggere l'ortogonalità del sistema, introducendo ISI ed ICI [11]. Se questi effetti non vengono sufficientemente mitigati mediante l'adozione di un *prefisso ciclico (CP)* (la cui discussione verrà affrontata di seguito) e una sufficiente spaziatura fra le sottoportanti, tali aspetti devono essere inclusi nel modello. Una strategia per modellare questi effetti è considerare l'aumento di rumore additivo [5];
- le strutture wireless OFDM soffrono l'interferenza da parte di radiotrasmittitori e altri tipi di apparecchiature elettroniche in prossimità del ricevitore; questo tipo di interferenza può essere portata in conto includendo nel modello, ad esempio, rumore colorato (in futuro questa sarà un'eventualità non contemplata e ci si limiterà esclusivamente alla trattazione di canali in cui l'unico rumore presente sia di tipo Gaussiano Bianco (AWGN)).

## **2.2 MODELLI DI SISTEMA**

L'idea basilare dell' OFDM è quella di suddividere lo spettro disponibile in differenti sottocanali. Realizzando questi ultimi a banda stretta, su essi agisce un fading praticamente piatto e ciò rende l'equalizzazione molto semplice; per ottenere ulteriormente un'alta efficienza spettrale, le diverse sottoportanti sono ortogonali e parzialmente sovrapposte.

In particolare, l'ortogonalità può essere mantenuta anche se il segnale passa attraverso un canale dispersivo nel tempo, mediante l'introduzione di un prefisso ciclico cui prima si accennava. In realtà ci sono più versioni del sistema OFDM, ma noi utilizziamo proprio quella che si avvale di questo accorgimento [12].

Un prefisso ciclico è una copia della parte finale del simbolo OFDM che viene anteposta al simbolo trasmesso, come mostra la seguente figura:

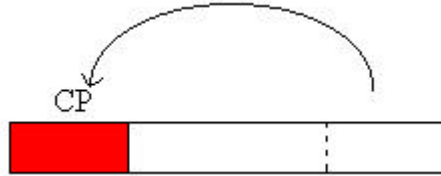


Figura 2.3: Il prefisso ciclico è una copia della parte finale del simbolo OFDM.

Questa aggiunta rende il segnale trasmesso periodico e ciò gioca un ruolo fondamentale nell'evitare ISI e ICI [13]. Ciò sarà spiegato più dettagliatamente in questa stessa sezione. Sebbene il prefisso ciclico introduca una perdita nell'SNR, questo è un piccolo prezzo che è bene pagare per ridurre l'interferenza.

Un diagramma schematico di un sistema OFDM banda base viene mostrato qui di seguito; CP e  $\mathcal{CP}$  denotano rispettivamente l'inserimento e la cancellazione del prefisso ciclico.

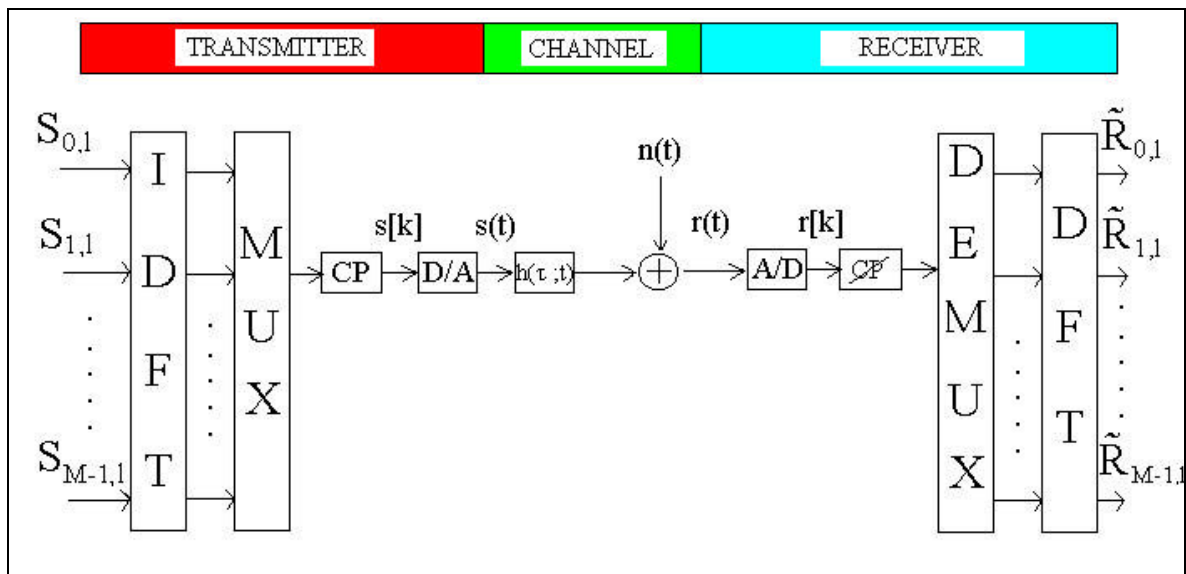


Figura 2.4: Implementazione digitale di un sistema OFDM banda base.

Per questo sistema assumiamo vere le seguenti ipotesi:

- si fa uso di un prefisso ciclico (già accennato);
- la risposta impulsiva del canale è di durata inferiore alla estensione del prefisso ciclico usato;
- il rumore introdotto dal canale è di tipo AWGN;
- il fading è sufficientemente lento da poter considerare il canale costante durante l'intervallo di tempo occupato da un simbolo OFDM.

Le difficoltà in una completa analisi della struttura ne rendono lo studio teorico piuttosto complesso, pertanto è pratica comune utilizzare dei modelli semplificati che forniscano un'analisi trattabile. Classifichiamo i modelli degli apparati OFDM in due categorie, quella tempo-continuo e quella tempo-discreto.

### **2.2.1 Modello tempo – continuo**

Il primo modello di sistema OFDM non sfruttava modulazione e demodulazione digitale. Pertanto, lo schema che qui forniamo può considerarsi come il sistema OFDM ideale, che poi viene sintetizzato digitalmente.

Essendo questa la prima struttura che andiamo a descrivere, ci muoviamo attraverso essa passo dopo passo: iniziamo dal trasmettitore definendo le forme d'onda utilizzate, quindi procediamo attraverso il canale, per poi concludere col ricevitore. In figura 2.5 mostriamo il modello banda base.



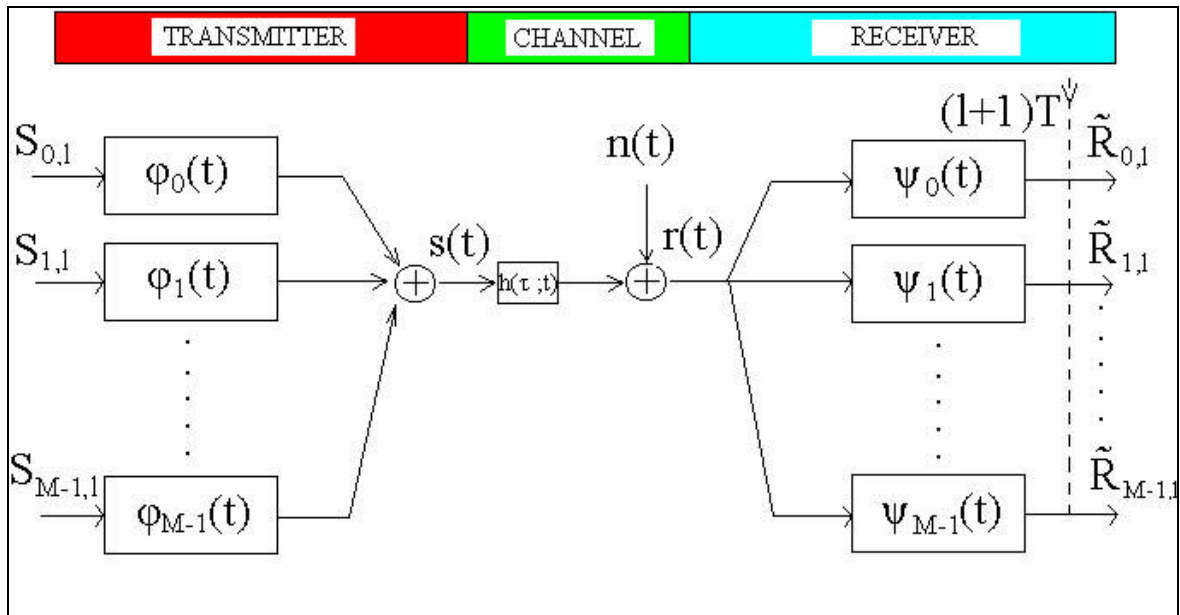


Figura 2.5: Modello di sistema OFDM banda base.

### Trasmittitore.

Assumiamo un sistema OFDM con  $M$  sottoportanti, una larghezza di banda di  $W$  (Hz) e durata di simbolo pari a  $T$  secondi di cui  $T_{cp}$  rappresentano l'estensione temporale del prefisso ciclico; il trasmettitore impiega le seguenti forme d'onda:

$$j_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T - T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{M} k(t - T_{cp})} & t \in [0, T] \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} \quad (2.1),$$

dove  $T = \frac{M}{W} + T_{cp}$ . Si noti che  $j_k(t) = j_k \left( t - \frac{M}{W} \right)$  quando  $t$  è all'interno del prefisso ciclico  $[0, T_{cp}]$ . Poiché  $j_k(t)$  è un impulso rettangolare modulato sulla frequenza di portante  $\frac{kW}{M}$ , l'interpretazione del diagramma a blocchi è che l'OFDM sfrutta  $M$  sottoportanti e ognuna di esse trasporta informazione a bassa velocità corrispondente a una costellazione di punti con modulazione QAM o QPSK.

Il segnale OFDM banda base per il simbolo l-esimo è dunque la sovrapposizione delle informazioni trasportate dalle M sottoportanti, cioè  $s_l(t) = \sum_{k=0}^{M-1} S_{k,l} j_k(t-lT)$ , dove  $S_{0,l}, \dots, S_{M-1,l}$  sono numeri complessi appartenenti a un insieme di punti di una costellazione di segnale.

Quando viene trasmessa una sequenza infinita di simboli OFDM, l'uscita del trasmettitore è la sovrapposizione dei singoli simboli OFDM:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{M-1} S_{k,l} j_k(t-lT) \quad (2.2).$$

### Canale fisico.

Assumiamo, come già anticipato, che la lunghezza della risposta impulsiva  $h(\tau; t)$  (che è possibile vari nel tempo) sia inferiore all'estensione del prefisso ciclico: ciò significa che  $\tau \in [0, T_{cp}]$ . Il segnale ricevuto diviene allora:

$$r(t) = h(t) * s(t) = \int_0^{T_{cp}} h(\tau; t) s(t-\tau) d\tau + n(t) \quad (2.3).$$

### Ricevitore.

Il ricevitore OFDM consiste in un banco di filtri adattati all'ultima porzione  $[T_{cp}, T]$  delle forme d'onda del trasmettitore  $j_k(t)$ , cioè:

$$y_k(t) = \begin{cases} j_k^*(T-t) & t \in [T_{cp}, T] \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} \quad (2.4).$$

Questo materialmente significa che nel ricevitore il prefisso ciclico viene rimosso. Poiché questo contiene tutta l'ISI che deriva dal simbolo precedente, l'uscita campionata dal banco di filtri del ricevitore risulterà priva di ISI; ciò permette di non considerare l'indice temporale l quando andiamo a calcolare il campione d'uscita al filtro k-esimo.

Dalle formule (2.2), (2.3) e (2.4) ricaviamo:

$$\tilde{R}_k = r(t) * y_k(t) \Big|_{t \in T} = \int_{-T}^T r(t) y_k(T-t) dt = \int_{T_{cp}}^T \int_0^{T_{cp}} h(t; t) \sum_{n=0}^{M-1} S_n j_n(t-t) dt j_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T n (T-t) j_k^*(t) dt .$$

Supponendo che il canale non vari durante la durata di un simbolo OFDM (per cui scriviamo  $h(t)$  in luogo di  $h(t; t)$ ) e invertendo l'ordine di integrali e sommatoria, si ottiene:

$$\tilde{R}_k = \sum_{n=0}^{M-1} S_n \int_{T_{cp}}^T \left\{ \int_0^{T_{cp}} h(t) j_n(t-t) dt \right\} j_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T n (T-t) j_k^*(t) dt .$$

Gli intervalli di integrazione sono  $T_{cp} < t < T$  e  $0 < t < T_{cp}$  (cioè  $0 < t-t < T$ ); sostituendo l'espressione di  $j_n$ , l'integrale più interno nel primo addendo dell'espressione diviene:

$$\int_0^{T_{cp}} h(t) j_n(t-t) dt = \int_0^{T_{cp}} h(t) \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{M} n(t-t-T_{cp})} dt = \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{M} n(t-T_{cp})} \int_0^{T_{cp}} h(t) e^{-j2\pi \frac{W}{M} nt} dt, \text{ con } T_{cp} < t < T .$$

L'ultima parte di questa espressione rappresenta la risposta in frequenza del canale  $H(f)$  campionata alla frequenza  $f = \frac{nW}{M}$ , ossia in corrispondenza della frequenza della n-esima portante:

$$H_n = H \left( \frac{nW}{M} \right) = \int_0^{T_{cp}} h(t) e^{-j2\pi \frac{W}{M} nt} dt \quad (2.5).$$

Usando questa notazione, l'uscita del banco di filtri del ricevitore può scriversi più semplicemente come:

$$\begin{aligned}\tilde{R}_k &= \sum_{n=0}^{M-1} S_n \int_{T_{cp}}^T \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{M} n(t-T_{cp})} H_n j_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T n(T-t) j_k^*(t) dt \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} S_n H_n \int_{T_{cp}}^T j_n(t) j_k^*(t) dt + N_k\end{aligned}\quad (2.6),$$

dove  $N_k = \int_{T_{cp}}^T n(T-t) j_k^*(t) dt$ .

Poiché i filtri  $j_k(t)$  sono tra loro ortogonali,

$$\int_{T_{cp}}^T j_n(t) j_k^*(t) dt = \int_{T_{cp}}^T \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{M} n(t-T_{cp})} \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{-j2\pi \frac{W}{M} k(t-T_{cp})} dt = \delta(n-k),$$

dove  $\delta(i)$  è la funzione delta di Kronecker che vale 1 soltanto per  $i=0$  in quanto altrove è nulla [14]; nel nostro caso, questo significa che  $\delta(n-k)$  è diversa da zero e unitaria solo per  $n=k$ ; allora possiamo semplificare la precedente relazione ottenendo il risultato finale per il simbolo  $l$ -esimo:

$$\tilde{R}_k = S_k H_k + N_k \quad (2.7),$$

dove  $N_k$  è il rumore di tipo AWGN e  $k=0, \dots, M-1$  è l'indice di portante.

Il beneficio introdotto dal prefisso ciclico è duplice: da un lato agisce come un intervallo di guardia e permette quindi di evitare ISI, dall'altro permette di mantenere l'ortogonalità fra le diverse sottoportanti ed è quindi utile per eliminare ICI.

Introducendo di nuovo l'indice  $l$ , possiamo riguardare il sistema OFDM come un insieme di canali Gaussiani paralleli, secondo lo schema che mostra la figura 2.6.

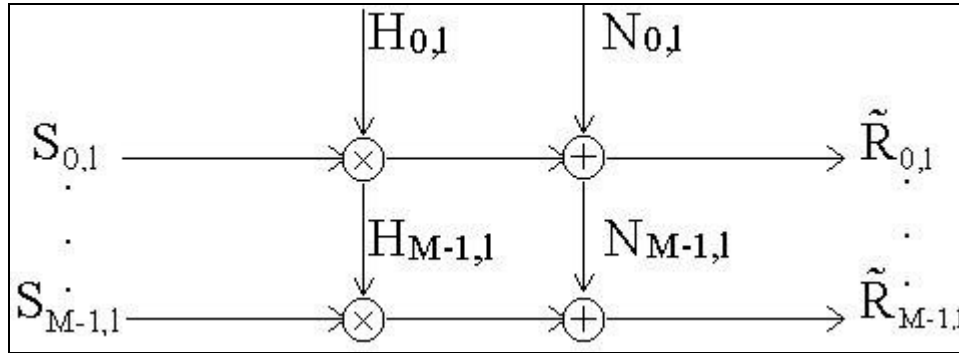


Figura 2.6: Il sistema OFDM tempo-continuo interpretato come canali Gaussiani paralleli.

Un effetto da considerare a questo punto è l'incremento di energia trasmessa con la lunghezza del prefisso ciclico, mentre l'espressione del segnale ricevuto e campionato (2.7) resta sempre la stessa. L'energia che viene trasmessa per sottoportante è  $\int_0^T |j_k(t)|^2 dt = \frac{T}{T - T_{cp}}$  e la perdita di SNR dovuta al prefisso ciclico scartato risulta:

$$SNR_{loss} = -10 \log_{10} (1 - g) \quad (2.8),$$

dove  $g = \frac{T_{cp}}{T}$  è la lunghezza relativa del prefisso ciclico; quanto più quest'ultimo è esteso tanto più risulta elevata la perdita di SNR. Tipicamente la lunghezza relativa del prefisso ciclico è contenuta, ed una trasmissione priva di ICI ed ISI giustifica questa piccola perdita (minore di 1 dB per  $g < 0.2$ ).

Come già visto a suo tempo in figura 2.2(b), se per trasmettere i dati si utilizzano impulsi rettangolari, nel dominio della frequenza ogni canale ha una forma di tipo *sinc*, pertanto lo spettro di potenza del segnale OFDM decade come  $f^{-2}$ . In alcuni casi ciò non è sufficiente e sono stati proposti vari metodi che permettano di sagomare lo spettro. Sfruttando ad esempio un impulso a coseno rialzato [15], la regione di *roll-off* agisce anche da intervallo di guardia temporale come si può notare in figura 2.7. In questo modo, se la porzione piatta rappresenta il segnale OFDM incluso il prefisso ciclico, sia l'interferenza intersimbolica che quella inter-

portante vengono evitate. Lo spettro del segnale che si ottiene impiegando questa sagomatura viene raffigurato di seguito (fig. 2.8) e confrontato con quello ottenuto mediante sagomatura rettangolare. La ridondanza introdotta mediante un intervallo di guardia dettato da un discreto roll-off può rappresentare un buon investimento, in quanto lo spettro decade molto più rapidamente e riduce così l'interferenza verso le bande di frequenza adiacenti.

Soltanto per generalità e senza farne una trattazione, citiamo gli impulsi a sovrapposizione [16] e gli impulsi ben localizzati [17, 11] entrambi studiati per attenuare l'impatto di interferenza.

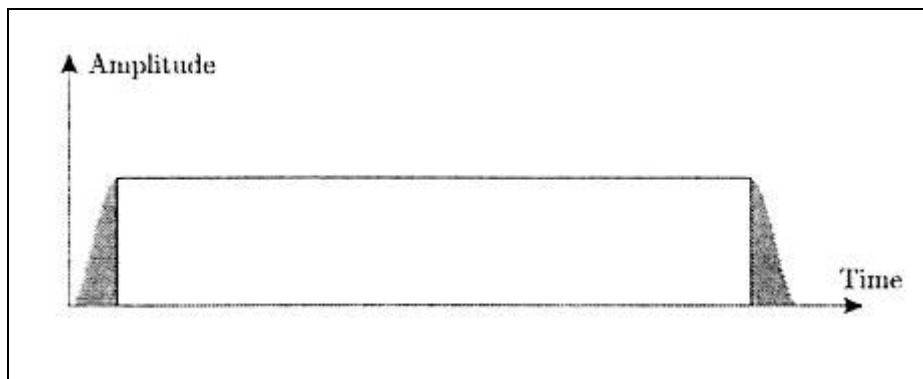


Figura 2.7: Sagomatura d'impulso utilizzando una funzione a coseno rialzato. Le parti sfumate indicano le estensioni.

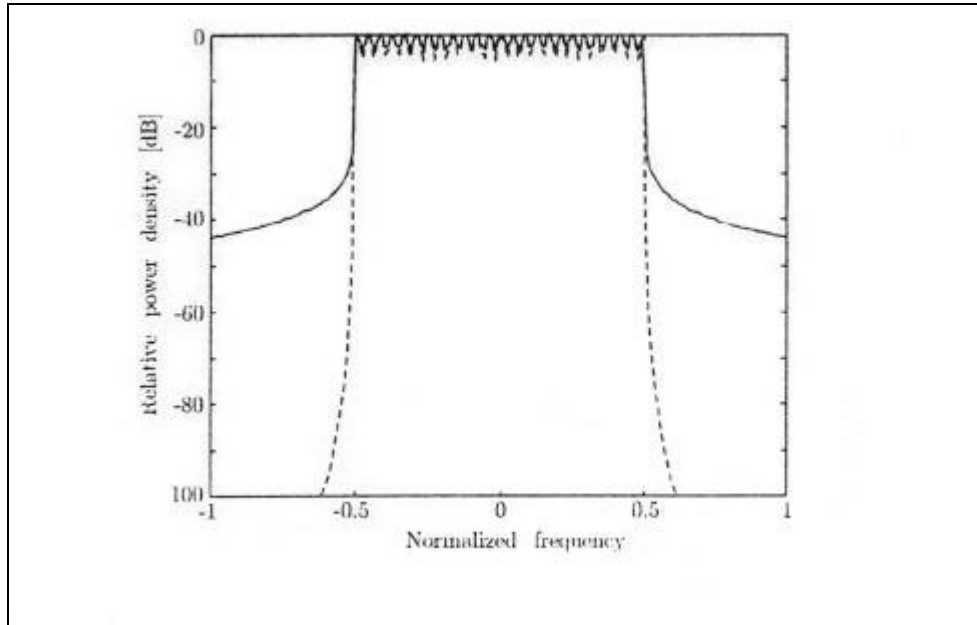


Figura 2.8: Spettro con impulso rettangolare (linea intera) e con impulso a coseno rialzato (linea tratteggiata).

A questo punto possiamo affermare che la scelta dei vari elementi di un sistema OFDM risulta dal compromesso fra requisiti diversi e a volte contrastanti; solitamente i parametri di maggiore interesse sono:

- la larghezza di banda,
- il bit rate,
- il delay spread.

Iniziando dal terzo aspetto, affermiamo che il delay spread detta direttamente la durata del tempo di guardia; come regola, infatti, il tempo di guardia dovrebbe essere dalle due alle quattro volte il valore RMS del delay spread, che dipende a sua volta dal tipo di codifica e modulazione QAM: le modulazioni QAM di ordine più elevato (ad esempio la 64-QAM) risultano più sensibili ad interferenza intersimbolica ed inter-portante rispetto al QPSK, mentre una codifica molto forte è in grado di aumentare la resistenza ad entrambe.

Fissato l'intervallo di guardia, si può stabilire la durata di simbolo: per minimizzare la perdita nel rapporto segnale/rumore causata dall'introduzione del prefisso ciclico e che è data dalla (2.8), è auspicabile avere una durata di simbolo molto più lunga di quella del prefisso ciclico, ma non arbitrariamente; una scelta di pratica utilità è renderla pari al minimo a cinque volte la durata dell'intervallo di guardia che, come già detto, fornirebbe la perdita di 1 dB nell'SNR; scelte troppo soggettive sono sconsigliabili visto che avere simboli troppo lunghi significherebbe incrementare il numero di sottoportanti riducendone la spaziatura, conducendo questo oltre che ad una maggiore complessità di implementazione, ad una spiccata sensibilità nei confronti di rumore di fase, offset di frequenza [25] (aspetti che considereremo più avanti) e aumento del rapporto potenza di picco/potenza media.

Scelta la durata di simbolo e di intervallo di guardia, il numero di sottoportanti segue direttamente dal rapporto fra larghezza di banda richiesta a -3 dB e spaziatura fra le sottoportanti, pari all'inverso della durata di simbolo privata del prefisso ciclico; alternativamente questo parametro può ottenersi dal rapporto fra il valore di bit rate richiesto e il valore di bit rate per sottoportante che è funzione dello schema di modulazione, velocità di codifica e di simbolo.

### **2.2.2 Modello tempo – discreto**

Un modello di sistema OFDM completamente discreto è rappresentato in figura (2.9). Se lo si confronta col modello tempo-continuo, si nota come le operazioni di modulazione e demodulazione vengano sostituite da quelle di IDFT e DFT rispettivamente e come il canale operi sul segnale una convoluzione tempo-discreta.

Il prefisso ciclico agisce esattamente allo stesso modo del caso tempo-continuo ed i calcoli possono essere sviluppati essenzialmente nella stessa maniera; l'unica differenza da segnalare è che tutti gli integrali devono essere rimpiazzati da sommatorie.



Dal punto di vista del ricevitore, l'uso di un prefisso ciclico più lungo del canale trasformerà la convoluzione lineare in convoluzione circolare.

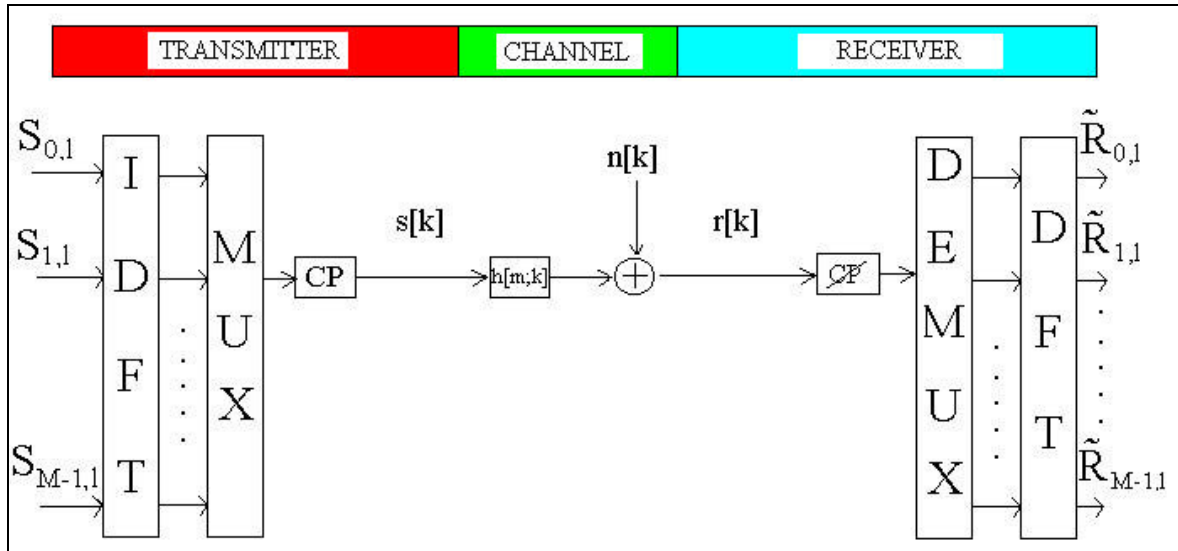


Figura 2.9: Sistema OFDM tempo-discreto.

Denotando quest'ultima mediante il simbolo ' $\sim$ ', possiamo descrivere l'intera struttura OFDM come:

$$\tilde{R}_l = DFT \otimes IDFT (S_l) \sim h_l + n_l \otimes N_l = DFT \otimes IDFT (S_l) \sim h_l \otimes N_l \quad (2.9)^3,$$

dove  $\tilde{R}_l$  contiene gli M simboli di dati ricevuti,  $S_l$  i punti delle M costellazioni trasmessi,  $h_l$  rappresenta la risposta impulsiva del canale (estesa con degli zeri in modo da ottenere una lunghezza pari ad M) ed  $n_l$  il rumore introdotto dal canale. Poiché questo viene al solito assunto come AWGN, il termine  $N_l = DFT(n_l)$  rappresenta rumore Gaussiano non correlato. Ulteriormente si assume che la DFT della convoluzione circolare fra due segnali discreti sia equivalente al prodotto delle

<sup>3</sup> Data la sequenza di campioni  $s_0, \dots, s_{N-1}$ , si definisce trasformata discreta di Fourier (DFT) la somma:

$$S_k = \sum_{h=0}^{N-1} s_h e^{-j \frac{2\pi kh}{N}} \text{ e trasformata inversa discreta di Fourier (IDFT): } s_h = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j \frac{2\pi kh}{N}} \quad [34].$$

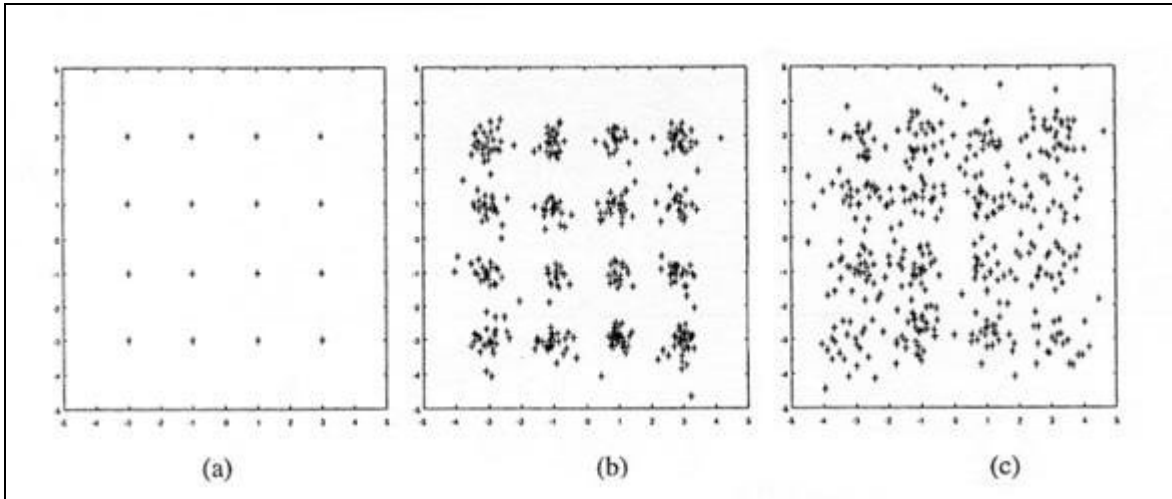


Figura 2.10: Costellazione 16-QAM per un collegamento OFDM a 48 sottoportanti con due cammini multipli, il secondo del quale è 6 dB sotto al primo.

loro DFT individuali. Denotando con ‘•’ la moltiplicazione elemento-per-elemento, la (2.9) può essere riscritta come:

$$\tilde{R}_l = S_l \bullet DFT(h_l) + N_l = S_l \bullet H_l + N_l \quad (2.10),$$

dove  $H_l = DFT(h_l)$  è la risposta in frequenza del canale. In questo modo abbiamo ottenuto lo stesso tipo di canali Gaussiani paralleli del modello tempo-continuo; l’unica differenza da rilevare è che le attenuazioni  $H_l$  del canale ora sono fornite dalla DFT a  $M$  punti del canale tempo-discreto anziché dalla funzione di trasferimento campionata nella frequenza della sottoportante  $n$ -esima (formula (2.5)).

Per avere un’idea del livello di interferenza che viene introdotto quando il *multipath delay* eccede l’intervallo di guardia, si può osservare la figura seguente che contiene tre diagrammi derivati dalla simulazione di un collegamento OFDM con 48 sottoportanti, ognuna modulata utilizzando uno schema 16-QAM: la figura 2.10(a) mostra la costellazione 16-QAM non distorta che si osserva quando lo sparpagliamento è al di sotto dell’intervallo di guardia; in figura 2.10(b) il multipath delay eccede l’intervallo di guardia per una ridotta frazione pari al 3%

dell'intervallo FFT: si nota qui come le sottoportanti non siano più ortogonali, tuttavia l'interferenza è ancora contenuta da non compromettere eccessivamente il segnale ricevuto; in figura 2.10(c) lo sparpagliamento dovuto a cammini multipli supera l'intervallo di guardia per una percentuale del 10% dell'intervallo di guardia: l'interferenza è talmente vistosa che la costellazione è seriamente degradata causando un rate d'errore inaccettabile.

### 2.2.3 Interpretazione tempo – frequenza e problema del “pulse shaping”

I modelli finora descritti sono quelli classici per l'OFDM con prefisso ciclico. Uno schema più generale, che introduce il problema della sagomatura degli impulsi, è l'OFDM considerato come una trasmissione di dati in una griglia del piano tempo-frequenza.

Consideriamo dapprima il segnale trasmesso OFDM:

$$s(t) = \sum_{k,l} S_{k,l} j_{k,l}(t) \quad (2.11),$$

dove le funzioni  $j_{k,l}(t)$  sono traslazioni di  $t_0$  in tempo e di  $\omega_0$  in frequenza della funzione prototipo  $p_t(t)$ , vale a dire:

$$j_{k,l}(t) = p_t(t - lt_0) e^{j2\pi k\omega_0 t} \quad (2.12).$$

Questo genera una griglia bidimensionale (2-D) nel piano tempo-frequenza [17, 11] come mostrato in figura 2.11.

Solitamente la funzione prototipo viene scelta come una finestra rettangolare del tipo  $p_t(t) = \frac{1}{\sqrt{t_0}}$ ,  $0 \leq t \leq t_0$ ; la spaziatura lungo l'asse delle frequenze è  $\omega_0 = \frac{1}{t_0 - T_{cp}}$ .

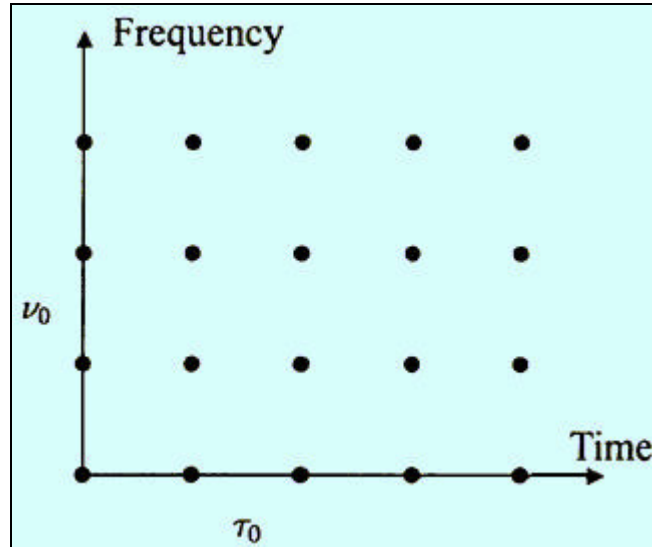


Figura 2.11: Griglia nel piano tempo-frequenza. I simboli di dati  $S_{k,l}$  sono trasmessi in corrispondenza dei punti della griglia.

Ogni simbolo dati nella griglia che viene trasmesso sperimenta un fading piatto come dimostra la relazione (2.7) e ciò semplifica notevolmente equalizzazione e stima di canale; inoltre, le attenuazioni del canale in corrispondenza dei punti della griglia sono fra loro correlate e, trasmettendo simboli noti in posizioni predeterminate, possono essere stimate con un filtro ad interpolazione [17, 18, 19]; sostanzialmente questa rappresenta la versione 2-D di modulazione assistita da simboli-pilota, che è stata proposta per molteplici sistemi wireless OFDM.

Dal lato ricevitore, sono presenti filtri che utilizzano funzioni  $y_{k,l}(t)$  che sono ancora traslazioni di una funzione prototipo  $p_r(t)$ , possibilmente diversa da quella che viene utilizzata al lato trasmettitore:

$$y_{k,l}(t) = p_r(t - l\tau_0)e^{j2\pi k\nu_0 t} \quad (2.13).$$

Nell' OFDM le funzioni  $j_{k,l}$  e  $y_{k,l}$  soddisfano la proprietà:

$$\langle j_{k,l}(t), y_{k',l'}(t) \rangle = \delta(k - k' \delta l - l\delta) \quad (2.14),$$

dove  $\langle , \rangle$  denota il prodotto interno Euclideo; pertanto le funzioni prototipo del trasmettitore e del ricevitore sono *bi-ortogonali* [20]. Questo semplifica il ricevitore poiché

$$\langle s(t), y_{k,l}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) y_{k,l}^*(t) dt = S_{k,l} \quad (2.15).$$

Il problema è che un canale dispersivo in tempo o in frequenza distrugge questa ortogonalità ed è proprio scegliendo accuratamente  $p_t(t)$  e  $p_r(t)$  che gli effetti di perdita di ortogonalità possono essere minimizzati.

Un sistema OFDM deve essere sufficientemente resistente sia alla dispersività in tempo che a quella in frequenza; il formatore di impulsi tenta di adempiere al primo compito introducendo un intervallo di guardia (solitamente, come visto, sotto forma di prefisso ciclico), mentre al secondo mediante l'ulteriore sagomatura dell'impulso utilizzato per trasmettere i dati; questo va sotto il nome di problema del *pulse shaping*. Nei sistemi dotati di prefisso ciclico ma non di sagomatura (e quindi resistenti alla dispersività in tempo ma meno a quella in frequenza), le funzioni  $p_t(t)$  e  $p_r(t)$  vengono scelte come segnali rettangolari, sebbene di durata differente; in questo caso, infatti, la funzione prototipo  $p_r(t)$  del ricevitore risulta più breve di quella del trasmettitore  $p_t(t)$  e ciò corrisponde alla rimozione del prefisso ciclico.

Un usuale modello di propagazione si ottiene assumendo il canale costituito da un numero di cammini elementari [3] dove ognuno è descritto da un ritardo, un offset di frequenza e un'attenuazione complessa; allora, studiando gli effetti di un ritardo statico e di un offset di frequenza, si può valutare la sensibilità ad un canale con fading prodotto da cammini multipli [11]. Questa analisi può essere portata avanti mediante la funzione di *cross-ambiguità* [17] tra le funzioni prototipo  $p_t(t)$  e  $p_r(t)$  così definita:

$$A(\tau, f) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} p_t(t) p_r^*(t - \tau) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.16),$$

che può esser vista come una funzione di cross-correlazione nel piano tempo-frequenza. La bi-ortogonalità di  $j_{k,l}(t)$  e  $y_{k,l}(t)$  richiede che sia:

$$\begin{aligned} \langle j_{k,l}(t), y_{k+m,l+n}(t) \rangle &= \int_{-\infty}^{\infty} p_t(t-lt_0) e^{j2\pi k n t} p_r^*(t-(l+n)t_0) e^{-j2\pi (k+m)n t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p_t(\xi) p_r^*(\xi-nt_0) e^{-j2\pi m n_0 (\xi+lt_0)} d\xi = e^{-j2\pi m l t_0 n_0} \int_{-\infty}^{\infty} p_t(\xi) p_r^*(\xi-nt_0) e^{-j2\pi m n_0 \xi} d\xi \\ &= e^{-j2\pi m l t_0 n_0} A(nt_0, mn_0) = d(n, m) \end{aligned} \quad (2.17).$$

Questa rappresenta la condizione di ortogonalità sui campioni della funzione di cross-ambiguità in corrispondenza dei punti  $(nt_0, mn_0)$ , secondo cui essa dovrebbe essere nulla per tutte le coppie  $(n, m) \neq (0, 0)$ ; tuttavia un ritardo  $Dt$  o un offset di frequenza  $Dn$  può distruggere l'ortogonalità, risultando la potenza di segnale pari a  $|A(Dt, Dn)|^2$  e quella di interferenza maggiorata dalla quantità  $1 - |A(Dt, Dn)|^2$  [5]. Questo fornisce una limitazione inferiore per il rapporto segnale/interferenza SIR che può scriversi come:

$$SIR \geq \frac{|A(Dt, Dn)|^2}{1 - |A(Dt, Dn)|^2} \quad (2.18).$$

Pertanto la funzione di cross-ambiguità fornisce una misura dell'interferenza nel sistema provocata da un ritardo o da un offset di frequenza.

Il problema fondamentale nello scegliere  $p(t)$  come impulso rettangolare risiede nel fatto che esso non presenti una precisa localizzazione in frequenza. Denotando rispettivamente le larghezze in tempo e frequenza del segnale di energia unitario  $p(t)$  (impulso rettangolare di durata  $t_0$ ) mediante:

$$\begin{aligned} (Dt)^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |p(t)|^2 dt \\ (Df)^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |P(f)|^2 df \end{aligned} \quad (2.19),$$

dove  $P(f)$  è la trasformata di Fourier di  $p(t)$ , si ricava che  $Dt = \frac{t_0}{\sqrt{12}}$  e  $Df = \frac{1}{\sqrt{12}}$ .

Ebbene, questa dispersione di energia in frequenza ( $Df = \frac{1}{\sqrt{12}}$ ) è la causa dell'interferenza fra le portanti (ICI) nel caso di trasmissione su canale dispersivo in frequenza [17]; per risolvere il problema è stato ad esempio introdotto l'impulso Gaussiano ( $p(t) = e^{-pt^2}$ ) in luogo di quello rettangolare, che presenta un prodotto larghezza di tempo-larghezza di banda minimo [17, 11].

## 2.3 SINCRONIZZAZIONE

Uno dei deterrenti contro l'OFDM è la forte sensibilità che presenta nei confronti degli errori di sincronizzazione, in particolare gli errori di frequenza.

Forniamo qui allora una panoramica su tre problemi di sincronizzazione:

- sincronizzazione di simbolo,
- sincronizzazione della frequenza di campionamento,
- sincronizzazione di frequenza di portante.

Si darà un cenno anche agli effetti di offset e rumore di fase.

### 2.3.1 Sincronizzazione di simbolo

#### **Errori di temporizzazione.**

Grande attenzione viene prestata alla sincronizzazione di simbolo nei sistemi OFDM; ad ogni modo, già l'uso di un prefisso ciclico permette di rilassare i requisiti di temporizzazione intesi come conoscenza dell'istante di inizio del simbolo.

Un offset di temporizzazione accresce la rotazione di fase delle sottoportanti che è maggiormente accentuata alle estremità della banda di frequenza. Se un errore di temporizzazione è sufficientemente piccolo da mantenere la risposta impulsiva del canale più breve del prefisso ciclico, l'ortogonalità viene mantenuta e uno *shift* temporale sul simbolo può essere visto come uno slittamento di fase introdotto dal canale, potendo le rotazioni essere stimate mediante uno stimatore; se invece questo non accade, sopraggiungerà interferenza intersimbolica.

Esistono due metodi fondamentali per la sincronizzazione di *timing*: uno è basato su pilota, l'altro su prefisso ciclico. Un algoritmo del primo tipo è stato suggerito da Warner e Leung in [21]: si utilizza uno schema in cui il segnale OFDM viene trasmesso avvalendosi di modulazione di frequenza (FM) ma, con opportune modifiche, può essere applicato anche a segnali OFDM trasmessi in modulazione di ampiezza (AM); il trasmettitore codifica un certo numero di sottocanali riservati con fasi e ampiezze note, quindi l'algoritmo proposto consiste in tre passi: rilevamento di potenza, sincronizzazione "grossolana" e sincronizzazione fine.

Nella prima fase viene valutata la presenza o meno di segnale OFDM misurando la potenza ricevuta e comparandola ad un livello di soglia. La seconda fase serve a garantire che l'errore di timing sia inferiore a  $-0.5$  campioni e viene realizzata correlando il segnale ricevuto con una copia del segnale di sincronizzazione trasmesso; per ricavare il valore massimo di questa correlazione con sufficiente accuratezza, viene impiegato un filtro digitale che fornisca valori di dati interpolati ad un valore quadruplo rispetto al rate di dati originario. Nell'ultima fase della sincronizzazione, i sottocanali con pilota vengono equalizzati con la stima di canale ottenuta dai piloti stessi. Poiché il secondo stadio dell'algoritmo garantisce errori di timing inferiori a  $-0.5$  campioni, la risposta impulsiva del canale sarà contenuta nel prefisso ciclico e quindi l'ortogonalità verrà mantenuta; i rimanenti errori di fase sui sottocanali pilota sono attribuibili ad errori di timing e possono essere stimati avvalendosi della regressione lineare.

Per quanto riguarda invece gli algoritmi del secondo tipo, un esempio di sincronizzazione basato su prefisso ciclico viene fornito in [22, 23]: dato il segnale



osservato  $r[k]$  con errore di tempo e frequenza, viene ricavata la funzione di verosimiglianza che viene massimizzata per ottenere la stima degli offset sia di tempo che di frequenza. Se si trascura l'offset di frequenza, la funzione di verosimiglianza rispetto all'offset temporale  $q$  assume la forma:

$$L(q) = \prod_{k=0}^{q+L-1} \frac{2}{SNR+1} \operatorname{Re} \{r[k]r^*[k+N]\} - \frac{SNR}{SNR+1} |r[k] - r[k+N]|^2 \quad (2.20),$$

dove  $N$  è il numero di campioni che costituiscono un simbolo OFDM ed  $L$  il numero di quelli che cadono all'interno del prefisso ciclico.

Per valori abbastanza elevati di SNR ( $SNR \gg 1$ ) uno stimatore di massima verosimiglianza (*maximum likelihood (ML)*) fondato su  $L(q)$  essenzialmente applica una media mobile al termine  $|r[k] - r[k+N]|^2$ ; il che significa trascurare il primo addendo sotto sommatoria; se SNR è invece relativamente piccolo, il primo termine di cross-correlazione  $r[k]r^*[k+N]$  deve essere portato in conto.

Relativamente alle wLAN, è bene sottolineare come una tecnica di sincronizzazione attinente la tratta di UPLINK sia più complessa da realizzare rispetto ad una in DOWNLINK, poiché nel primo caso sarà presente un offset diverso per ogni utente.

### **Rumore di fase di portante.**

Il rumore di fase della portante è causato da imperfezioni presenti negli oscillatori del trasmettitore e del ricevitore e si accentua in particolare negli oscillatori che lavorano intorno ai 60 Ghz. Per un canale selettivo in frequenza, non si riesce a distinguere fra una rotazione di fase introdotta da un errore di temporizzazione e un offset di fase della portante [24]; ad ogni modo, si può descrivere il rumore di fase della portante come un processo di Wiener  $q(t)$  con valore atteso  $E\{q(t)\} = 0$  e varianza  $E\{q(t_0+t) - q(t_0)\}^2 = 4pb|t|$ , dove  $b$  [Hz] è la larghezza di linea a -3 dB della densità spettrale di potenza monolaterale Lorentziana dell'oscillatore [25]. La

degradazione nell'SNR, ossia l'incremento di SNR di cui si ha bisogno per compensare l'errore, può essere approssimata con:

$$D(\text{dB}) \gg \frac{11}{6 \ln 10} 4^M \frac{b}{W} \frac{E_s}{N_0} \quad (2.21),$$

essendo  $W$  la larghezza di banda e  $\frac{E_s}{N_0}$  il rapporto segnale/rumore per simbolo. Si noti come la degradazione aumenti con il numero  $M$  di sottoportanti. Il rumore di fase, a causa delle sue rapide variazioni, può essere responsabile di seri problemi.

### 2.3.2 Sincronizzazione della frequenza di campionamento

Il segnale tempo-continuo viene campionato in istanti determinati dal *clock* del ricevitore. Esistono due tipi di metodi che mirano a risolvere difetti riguardanti la frequenza di campionamento.

Nei sistemi a campionamento sincronizzato un algoritmo di temporizzazione comanda un oscillatore a cristalli controllato in tensione in modo tale da allineare il clock del ricevitore con quello del trasmettitore.

Nei sistemi a campionamento non sincronizzato, dove la velocità di campionamento rimane fissata, è invece richiesto un post-processamento nel dominio digitale. La ripercussione di un offset sulla frequenza di campionamento del clock è duplice: da un lato la componente di segnale utile viene ruotata ed attenuata; dall'altro viene introdotta ICI. È stato mostrato [26], in termini di *bit error rate (BER)*, che un sistema OFDM a campionamento non sincronizzato risulta molto più sensibile agli offset di frequenza rispetto ad un sistema a campionamento sincronizzato e che, per i primi, la degradazione in dB, dovuta a fluttuazioni della frequenza di campionamento, è funzione del quadrato dell'indice di portante e del quadrato dell'offset relativo di frequenza.

### 2.3.3 Sincronizzazione della frequenza di portante

Le fluttuazioni di frequenza derivano da differenze fra gli oscillatori del trasmettitore e del ricevitore, traslazioni Doppler o rumore di fase introdotto da canali non lineari. Emergono due effetti distruttivi generati dagli offset di frequenza nei sistemi OFDM; il primo è la riduzione di ampiezza del segnale dovuta al fatto che le funzioni *sinc* vengono traslate e conseguentemente non più campionate nel loro valore massimo; il secondo è l'introduzione di interferenza inter-portante. Entrambi gli effetti vengono schematizzati nel grafico di figura 2.12.

In particolare, il secondo effetto (ICI) è causato dalla perdita di ortogonalità fra i vari sottocanali.

Pollet *et al.* valutano analiticamente la degradazione di BER generata da offset di frequenza e rumore di fase della portante per un canale AWGN e trovano [25] che un sistema multiportante è molto più sensibile rispetto ad uno a portante singola:

denotando con  $Df = \frac{DF}{W/M}$  l'offset di frequenza relativo (normalizzato alla

spaziatura fra le portanti), dove  $DF$  è l'offset di frequenza ed  $M$  il numero di sottoportanti, la degradazione in dB nell'SNR può approssimarsi come:

$$D(\text{dB}) \gg \frac{10}{3 \ln 10} (Df)^2 \frac{E_s}{N_0} = \frac{10}{3 \ln 10} \frac{M}{W} \frac{DF^2}{N_0} \frac{E_s}{N_0} \quad (2.22).$$

Si noti come la degradazione in dB aumenti con il quadrato del numero di sottoportanti se  $DF$  e  $W$  (larghezza di banda) sono fissati.

Moses invece ricava [27] il rapporto segnale/interferenza (SIR) su un canale dispersivo e affetto da fading definendolo come il rapporto fra la potenza di segnale utile e la potenza del segnale di interferenza inteso come somma di ICI e rumore additivo: assunto che tutte le attenuazioni di canale  $H_k$  abbiano la stessa potenza  $E \{ |H_k|^2 \}$ , una limitazione superiore per la degradazione è data dalla:

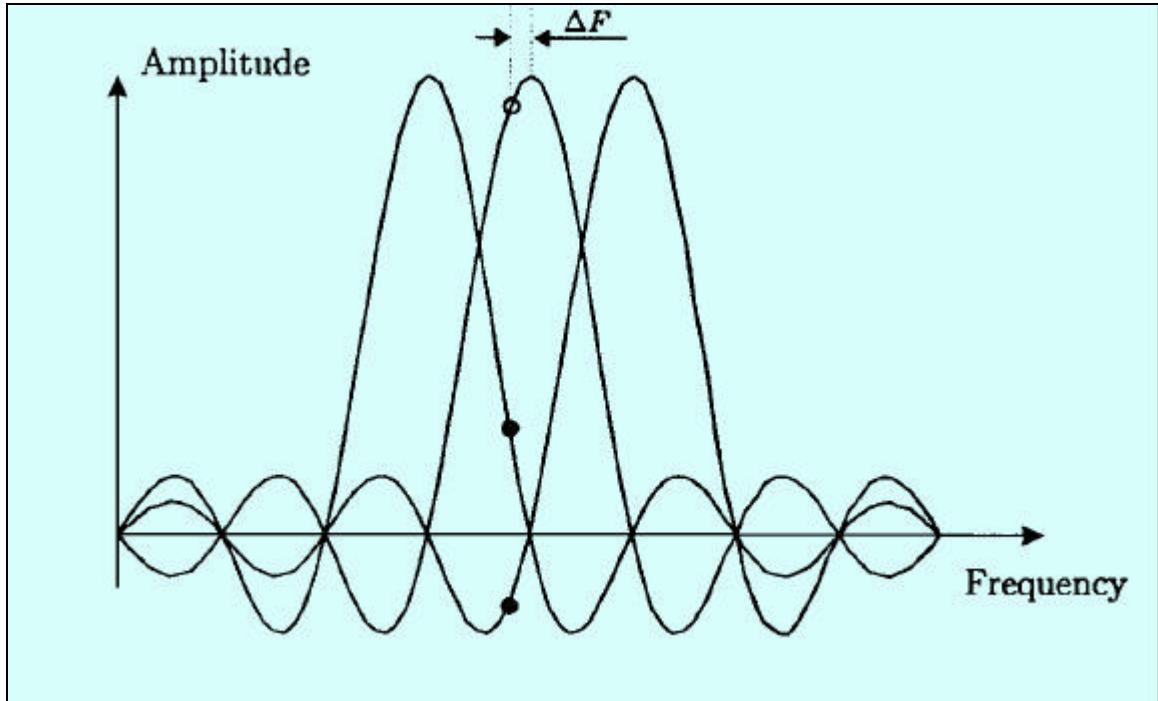


Figura 2.12: Effetti di un offset di frequenza: riduzione nell'ampiezza di segnale (°) e interferenza inter-portante (•).

$$D(dB) \approx 10 \log_{10} \frac{1 + 0.5947 \frac{E_s}{N_0} \sin^2 p Df}{\text{sinc}^2 Df} \quad (2.23),$$

dove il fattore moltiplicativo 0.5947 scaturisce dal limite inferiore della somma di tutte le sottoportanti interferenti.

In figura 2.13 viene rappresentata la degradazione in funzione dell'offset di frequenza normalizzato  $Df$ . Studi sui requisiti di sincronizzazione per sistemi OFDM [28] hanno condotto alla conclusione che per evitare severi scadimenti di prestazioni, l'accuratezza della sincronizzazione in frequenza dovrebbe essere superiore al 2%.

Si nota come la degradazione introdotta dal fading sia superiore rispetto a quella in canale con rumore additivo; il divario fra le due si attenua al crescere del rapporto segnale/rumore per simbolo  $\frac{E_s}{N_0}$  e, ad ogni modo, entrambe aumentano al crescere dell'offset di frequenza relativo.

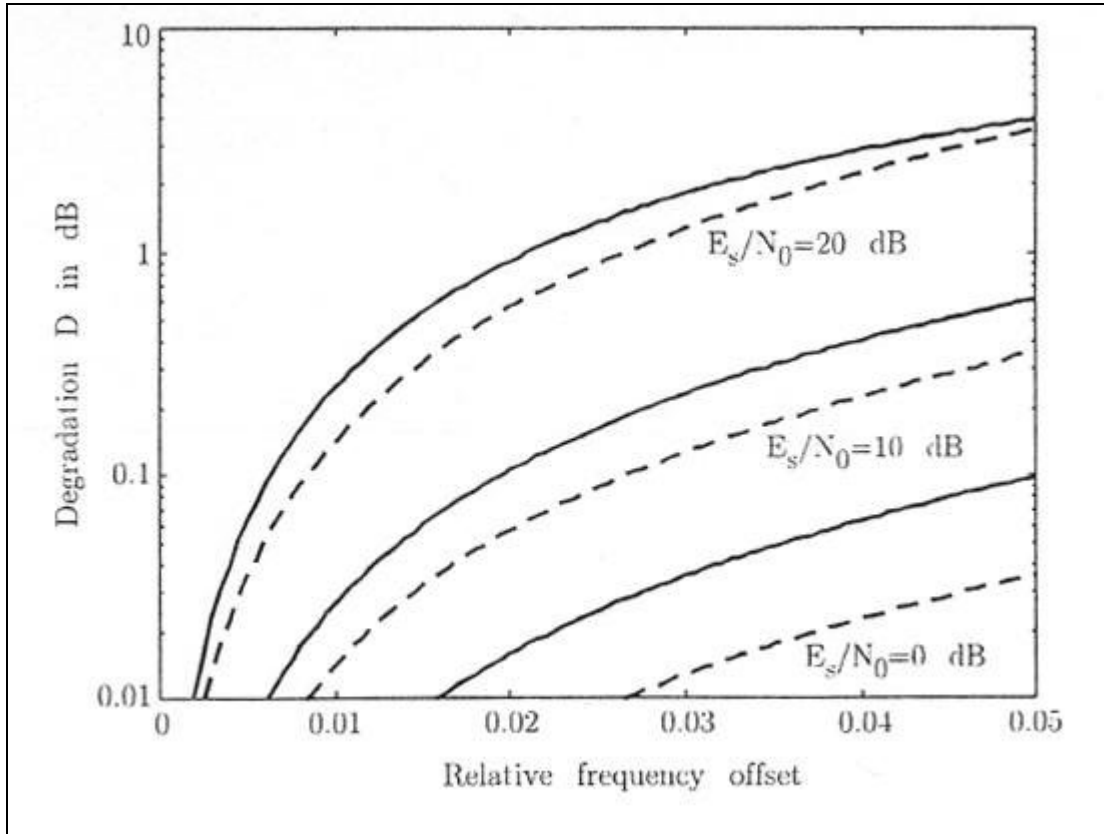


Figura 2.13: Degradazione dell'SNR dovuta ad offset di frequenza (normalizzato alla spaziatura fra le portanti).  
Espressione analitica per canale AWGN (linea tratteggiata) e con fading (linea continua).

## 2.4 CENNI SULLA STIMA DI CANALE

La sezione successiva di questa tesi prenderà in considerazione lo schema di trasmissione multiportante AOFDM (*Adaptive Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) in cui la stima di canale verrà frequentemente nominata; pertanto l'argomento merita un piccolo cenno.

La modulazione può essere classificata come differenziale o coerente. Quando si fa uso di una modulazione del primo tipo, non è necessaria una stima di canale poiché le informazioni sulle condizioni del canale stesso sono contenute nella differenza fra due simboli consecutivi. Questa è una tecnica che permette di ridurre notevolmente la complessità del ricevitore e viene abitualmente impiegata nei sistemi wireless; un esempio è il DAB (*Digital Audio Broadcasting*) europeo.

Gli inconvenienti che presenta sono un incremento di rumore di circa 3 dB [3] e l'impossibilità di utilizzare costellazioni multiampiezza efficienti. Ad ogni modo schemi di tipo differenziale possono beneficiare dell'assistenza di uno stimatore di canale [29].

Una interessante alternativa alla modulazione coerente è rappresentata dalla DAPSK (*Differential Amplitude Phase Shift Keying*) [30] con cui si raggiunge un'efficienza spettrale maggiore di quella del DPSK sfruttando sia una codifica di ampiezza differenziale che una distribuzione di ampiezza non uniforme.

La modulazione coerente, invece, permette costellazioni arbitrarie di segnale ed è una scelta ovvia nei sistemi wired dove difficilmente il canale varia nel tempo; nei sistemi wireless la sua efficienza la rende una scelta interessante quando il bit rate è piuttosto elevato, come nel DVB (*Digital Video Broadcasting*); richiede necessariamente l'uso di stimatori di canale nelle strutture wireless OFDM per la cui realizzazione sussistono due problemi: il primo concerne la scelta della modalità con cui le informazioni pilota (dati/segnali noti al ricevitore) debbano essere trasmesse; queste sono infatti essenziali come riferimento per la stima di canale. Il secondo problema risiede nel progetto di uno stimatore di canale che presenti complessità non elevata e contemporaneamente buona abilità di "tracking" del canale. Questi due problemi sono fra loro correlati, in quanto le prestazioni dello stimatore dipendono dallo schema con il quale le informazioni pilota vengono trasmesse.

## **2.5 AOFDM (ADAPTIVE ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING)**

L'adattamento dei parametri di trasmissione dell'AOFDM è un'azione del trasmettitore in risposta alle condizioni di variabilità col tempo del canale ed è valida solo per comunicazioni *duplex* tra due stazioni, poiché fa affidamento su determinati tipi di stima e segnalazione di canale.

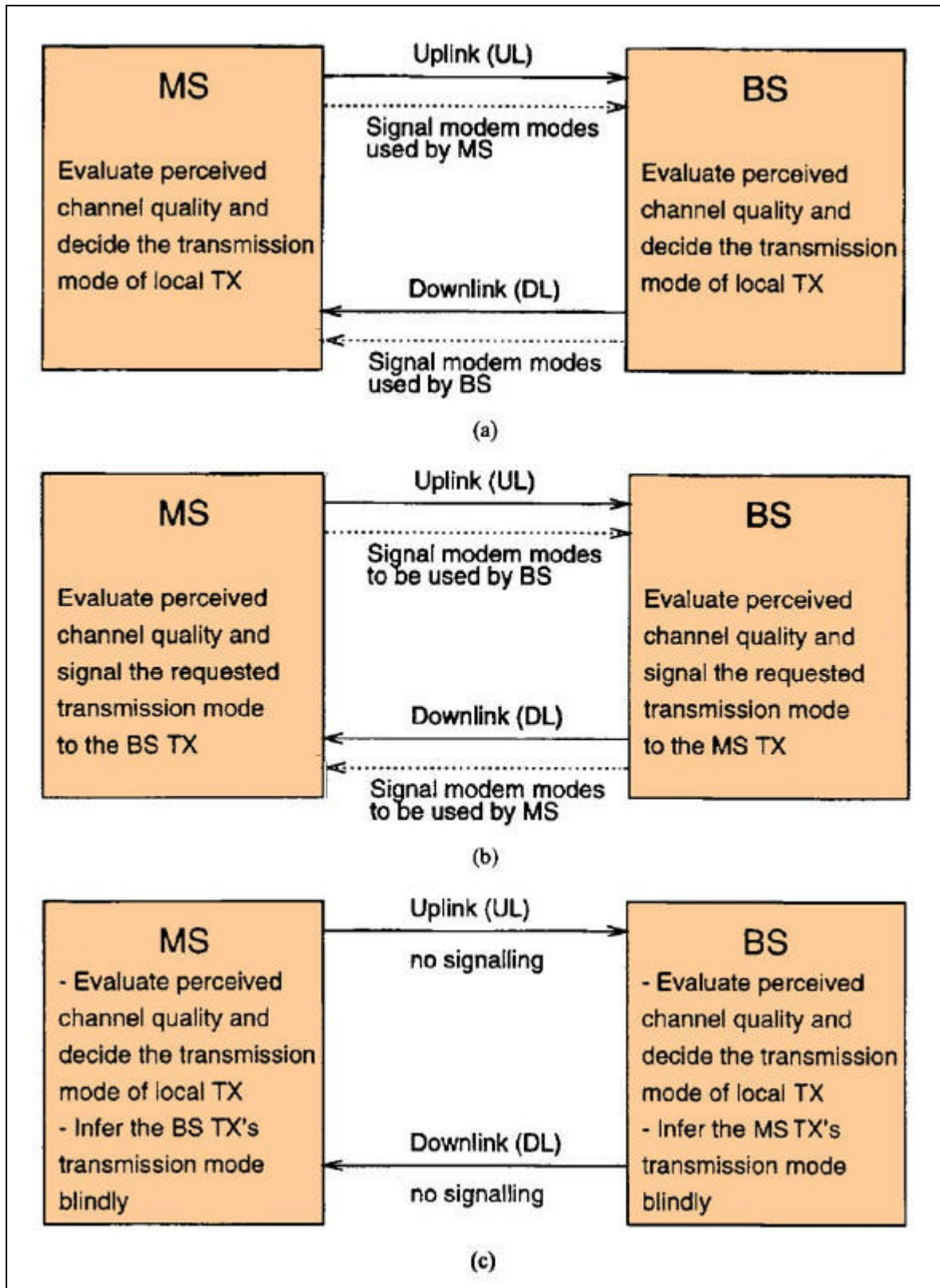


Figura 2.14: Scenari di segnalazione nell'AOFDM.

Per poter efficientemente reagire ai cambiamenti di qualità del canale, si devono prendere i seguenti provvedimenti:

- *stima della qualità di canale*: per selezionare appropriatamente i parametri da impiegare per la trasmissione successiva, si rende necessaria una predizione affidabile della qualità del canale durante il successivo *time-slot* di trasmissione;
- *scelta dei parametri appropriati per la trasmissione successiva*: il trasmettitore deve selezionare gli schemi di modulazione più appropriati per le sottoportanti, basandosi sulla predizione delle condizioni aspettate di canale durante il *time-slot* seguente;
- *segnalazione o rivelazione di tipo “blind” dei parametri impiegati*: il ricevitore deve essere informato su quale insieme di parametri di demodulazione utilizzare per il pacchetto di dati ricevuto. Questa informazione può essere trasportata all'interno del pacchetto, pagando con una perdita di banda utile, oppure il ricevitore stesso può tentare di stimare i parametri per mezzo di meccanismi di rivelazione di tipo *blind*.

A seconda delle caratteristiche del canale, queste operazioni possono essere svolte ad entrambe le stazioni, come mostrato in figura 2.14; tuttavia, se il canale è reciproco, la stima di qualità di canale per ogni collegamento (UPLINK o DOWNLINK) può essere estratta dal collegamento contrario; ci riferiamo a questo regime definendolo *adattamento ad anello aperto (open-loop)*. In questo caso il trasmettitore deve comunicare al ricevitore il set di parametri di trasmissione impiegati (fig. 2.14(a)) o, equivalentemente, il ricevitore può tentare rivelazione blind per ottenerne la cognizione (fig. 2.14(c)).

Se il canale non è reciproco, allora la stima della qualità di canale deve essere attuata al ricevitore; in questa eventualità la misura delle condizioni di canale o i parametri di trasmissione richiesti vengono comunicati al trasmettitore nel



collegamento contrario (fig. 2.14(b)). Ci riferiamo a questa modalità come *adattamento ad anello chiuso (closed-loop)*.

### 2.5.1 Modello di sistema

Il sistema che consideriamo presenta le stesse caratteristiche della struttura OFDM descritta precedentemente, dove la forma del simbolo 1-esimo OFDM, che riscriviamo per completezza, è:  $\tilde{R}_k = S_k H_k + N_k$  "  $k = 0, \dots, M - 1$  (k indice di sottoportante) dove  $\tilde{R}_k$ ,  $S_k$ ,  $H_k$ ,  $N_k$  sono rispettivamente il simbolo ricevuto, quello trasmesso, il campione DFT a M punti della funzione di trasferimento del canale e quello del rumore AWGN sulla k-esima portante. Ipotizziamo costante la risposta impulsiva del canale per tutta la durata di un simbolo OFDM; inoltre assumiamo una rivelazione di tipo coerente, pertanto i simboli ricevuti  $\tilde{R}_k$  devono essere de-attenuati, ossia si devono compensare gli effetti del fading avvalendosi di una stima  $\hat{H}_k$  della funzione di trasferimento del canale, la quale può essere ottenuta mediante l'uso di sottoportanti pilota nel simbolo OFDM oppure avvalendosi di sequenze "sonda" incorporate direttamente nel segnale trasmesso. Poiché la potenza di rumore su ogni sottoportante è indipendente dalla funzione di trasferimento  $H_k$  del canale, il rapporto segnale/rumore locale  $g_k$  sulla k-esima sottoportante può esprimersi come:

$$g_k = |H_k|^2 g \quad (2.24),$$

dove  $g$  è il rapporto segnale/rumore globale. Se non è introdotta degradazione sul segnale per merito di ISI o interferenza da altre sorgenti, il valore di  $g_k$  determina la probabilità d'errore per la trasmissione dei simboli di dati sulla sottoportante k-esima.

L'obiettivo della modulazione adattativa AOFDM è quello di scegliere, dato il rapporto segnale/rumore locale  $g_k$ , la tecnica di modulazione più appropriata per la trasmissione sulla singola sottoportante al fine di poter raggiungere un buon compromesso fra la portata e la probabilità d'errore globale, quest'ultima variando in dipendenza degli altri parametri di sistema come il rate di codifica a correzione d'errore utilizzata e la natura del servizio supportato dal particolare collegamento.

L'ambiente più adatto per il funzionamento di uno schema AOFDM è un sistema di tipo TDD (*Time Division Duplex*) in un canale reciproco lentamente variabile, che permetta l'adattamento ad anello aperto; in uno schema di questo tipo entrambe le stazioni trasmettono a turno un simbolo OFDM e, in ogni stazione, il simbolo ricevuto più recentemente viene usato per la stima di canale, determinando così l'adattamento dello schema per il simbolo OFDM che dovrà essere trasmesso successivamente.

La stima di canale sulla base del simbolo ricevuto può essere realizzata mediante modulazione assistita da simboli pilota (PSAM) [31] oppure sfruttando metodi più sofisticati, come la *stima di canale diretta alla decisione*. Noi assumeremo una perfetta conoscenza della funzione di trasferimento del canale durante il time-slot ricevuto.

### **2.5.2 Scelta dello schema di modulazione**

Le due stazioni collegate impiegano la predizione open-loop della funzione di trasferimento acquisita dal simbolo OFDM ricevuto più recentemente. Lo schema di modulazione viene prescelto da un insieme costituito da:

- *BPSK (Binary Phase Shift Keying)*,
- *QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)*,
- *16-QAM (16-Level Quadrature Amplitude Modulation)*,
- *“no transmission” (non viene trasmesso alcun segnale)*.

Questi schemi di modulazione vengono denotati con  $M_m$ , dove  $m \in (0, 1, 2, 4)$  rappresenta il numero di bit di dati associato ad una sottoportante.

Per mantenere bassa la complessità del sistema, lo schema di modulazione non viene fatto variare su base “portante per portante”, ma queste vengono raggruppate in un certo numero di insiemi e ad ognuno di questi viene associata una modulazione determinata; ci riferiremo ad ogni set di sottoportanti come ad una “sottobanda”; in questo modo si stabilisce una corrispondenza biunivoca fra sottobanda e schema di modulazione adottato. Negli algoritmi che andremo a descrivere, la banda totale OFDM è costituita da 512 sottoportanti e viene suddivisa in una serie di blocchi di sottoportanti adiacenti.

Questo sostanzialmente semplifica il compito di segnalazione del modem e accresce lo sfruttamento dei meccanismi alternativi di rivelazione di tipo blind.

Degli algoritmi adattativi esistenti, ci soffermiamo a descriverne tre:

- *l'algoritmo adattativo a soglia prefissata,*
- *l'algoritmo adattativo basato sullo stimatore BER di sottobanda,*
- *l' AOFDM a throughput costante.*

### **Algoritmo adattativo a soglia prefissata.**

Questo algoritmo è derivato da un algoritmo più generale relativo ai modem seriali che è stato studiato da Torrance [32]. Nel caso di modem seriali, si assume che la qualità del canale si mantenga costante per tutti i simboli all'interno di un time-slot e che quindi il canale sia lentamente variabile per permetterne una predizione piuttosto accurata.

Scopo dell'algoritmo è associare ad ogni sottobanda un determinato schema di modulazione fra quelli prescelti, in base al valore predetto del rapporto segnale/rumore; così tutti i simboli da trasmettere in un time-slot su una sottobanda prefissata impiegano lo stesso schema di modulazione, scelto in base all'SNR aspettato.

Fissati dei valori *target* di BER, vengono determinate le relative soglie di SNR che permettono di optare per una specifica strategia di modulazione; Torrance ha determinato tali valori di SNR avvalendosi dell'ottimizzazione di Powell [33], assumendo due target di BER privi di codifica: 1% per un sistema "speech" a velocità elevata e  $10^{-4}$  per un sistema "data" ad alta integrità e velocità dati più bassa. Pertanto se l'SNR istantaneo di canale eccede il livello  $l_m$ , viene selezionato lo schema di modulazione  $M_m$  ( $m=0, 1, 2, 4$ ). I valori  $l_m$  di soglia inferiore per poter applicare lo schema di modulazione  $M_m$ , in un canale a banda stretta, con fading lento di Rayleigh emersi dagli studi di Torrance sono riportati nella seguente tabella:

	$l_0$	$l_1$	$l_2$	$l_4$
Speech System	-∞	3.31	6.48	11.61
Data System	-∞	7.98	10.42	16.76

Figura 2.15: Livelli di soglia di SNR [dB] istantaneo di canale con fading di Rayleigh ottimizzati per modulazione adattativa su sistemi "speech" e "data" proposti da Torrance.

Possiamo notare come per valori di soglia di rapporto segnale/rumore più elevati, si tenda ad assumere uno schema di modulazione in grado di trasmettere un numero di dati maggiore; la filosofia dell'algoritmo è dunque quella di trasmettere un numero di informazioni più elevato laddove la qualità di canale, in termini di SNR, sia migliore.

Pur assumendo un SNR istantaneo costante su tutti i simboli di un blocco temporale, si deve tener presente che nel caso di un sistema OFDM con canale selettivo in frequenza, la qualità di canale varia fra le diverse sottoportanti; pertanto, per trasmissione adattativa che faccia uso di sottobande, ciò implica che se la

larghezza della sottobanda è maggiore della “banda di coerenza”<sup>4</sup> del canale, il precedente algoritmo non può essere applicato. Nella trattazione, per adattare lo schema di modulazione basandosi sui valori di soglia della tabella presentata, si assume come qualità di sottobanda quella più scadente fra tutte quelle relative alle sottoportanti dell’insieme. Inoltre viene assunto che time-slot TDD consecutivi vengano utilizzati per blocchi di UPLINK e DOWNLINK così da rendere il ritardo che intercorre fra la stima di canale e la trasmissione il più breve possibile.

La figura 2.16 mostra le prestazioni di questo algoritmo in termini di BER e portata (BPS) in funzione dell’SNR medio di canale, ricavate da simulazioni su un sistema con 512 sottoportanti. Le curve denominate “data 16 BER” e “data 16 BPS” rappresentano rispettivamente BER e portata per il sistema “data” con una analisi effettuata raggruppando le portanti in 16 sottobande, mentre quelle contraddistinte con “data 512 BER” e “data 512 BPS” indicano BER e portata del sistema “data” per una analisi fine e relativa a tutte le 512 sottoportanti considerate separatamente; per il sistema “speech”, invece, le uniche curve che si riportano sono quelle “speech 16 BER” e “speech 16 BPS” che rappresentano BER e portata nel solo caso di adattamento “sottobanda per sottobanda”.

Dai grafici si evince il comportamento tipico di un sistema adattativo a portata variabile, che consiste in un compromesso fra migliori prestazioni di BER e di portata; infatti, per valori esigui di SNR, il sistema raggiunge un ridotto BER trasmettendo una piccola quantità di bit e soltanto quando le condizioni di canale lo permettano. Con l’aumento a lungo termine di SNR, la portata cresce senza significanti cambiamenti in BER per poi assumere il valore massimo di 4 bit per simbolo (BPS) (la costellazione di ordine più elevato è 16-QAM) quando il rapporto segnale/rumore assume un valore piuttosto consistente, raggiungendo allo stesso tempo il BER valori trascurabili.

---

<sup>4</sup>La “banda di coerenza” è un parametro di cui non esiste definizione standard ma che si può assumere pari a  $B_c = \frac{1}{D}$ , essendo D il valore RMS dello sparpagliamento temporale (delay spread) [47]. Riterremo valida tale definizione nel prosieguo del lavoro.

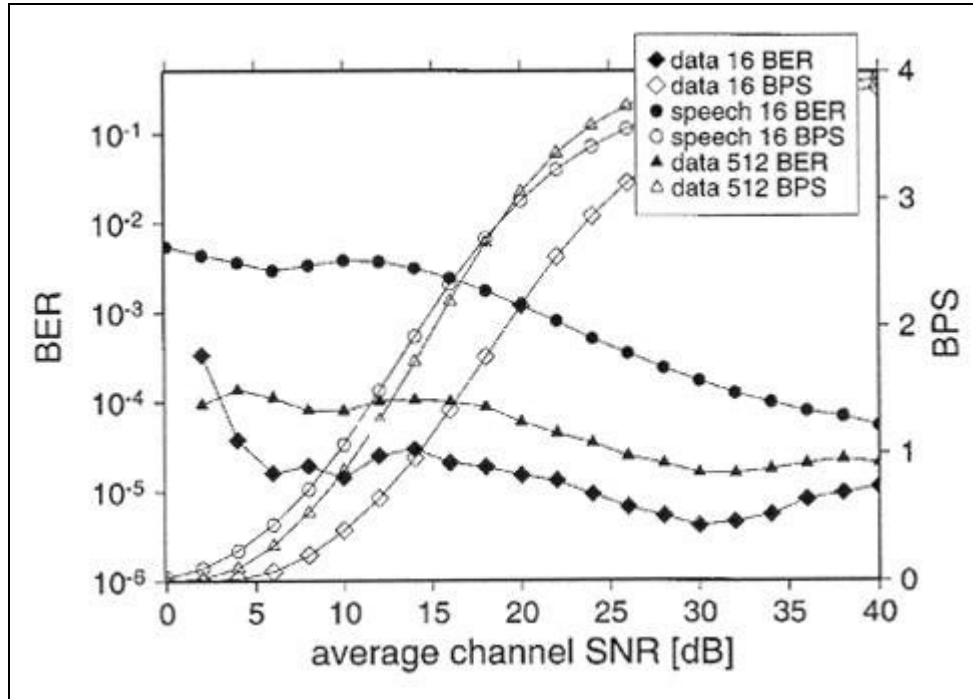


Figura 2.16: Prestazioni di BER e portata di un modem AOFDM ad algoritmo a soglia prefissata con 512 sottoportanti in 16 sottobande con uso di BPSK, QPSK, 16- QAM e “no transmission”.

E' interessante osservare come, di fatto, nell'analisi “sottobanda per sottobanda” per il sistema “data”, si ottengano prestazioni di BER migliori rispetto al valore target di  $10^{-4}$ ; il BER, infatti, risulta lievemente inferiore agli obiettivi prefissati: questo si spiega facilmente col regime di adattamento basato sul principio conservativo, con cui si è assunta come qualità di sottobanda quella della sottoportante peggiore di quell'insieme; il che conduce ad una valutazione piuttosto pessimistica della qualità di canale per la sottobanda intera, che porta a sottodimensionare le portanti meno scadenti, le quali, in realtà, vanno meglio di quanto si sia assunto. In altre parole, in un'analisi di questo tipo, avendo ipotizzato che la sottobanda abbia la qualità della sottoportante meno “buona”, si opera facendo trasmettere a tutte le portanti della sottobanda lo stesso quantitativo di informazioni, in particolare anche alle portanti migliori che, potendo in realtà sopportare una capacità superiore a quella realizzata (vedendosi quindi sottodimensionate), conducono ad un miglioramento di *performance* di BER dettato dal margine venutosi a creare. In sostanza, nell'intera sottobanda si trasmette meno di quanto sarebbe potenzialmente fattibile e il tasso

d'errore tende a diminuire; ciò è anche intuitivo e corrisponde ad evitare un carico eccessivo di informazione sulle sottoportanti.

Nell'analisi con sottobande, accettiamo dunque il vantaggio di un BER inferiore, ma paghiamo ciò, come denota il grafico, con una diminuzione di portata. La penalizzazione della portata nello sfruttare l'adattamento con sottobande dipende dalle variazioni nel dominio della frequenza della funzione di trasferimento. Quanto più la larghezza di sottobanda è inferiore alla banda di coerenza del canale tanto più l'assunzione di qualità di canale costante è soddisfatta; in tal caso, le prestazioni del sistema risultano prossime a quelle che si ottengono compiendo un'analisi indipendente per ogni sottoportante.

Se gli stessi esperimenti vengono effettuati su base "sottoportante per sottoportante" (considerando cioè tutte le 512 portanti individualmente, senza accomunarle in sottobande) i valori di BER che si ottengono risultano più vicini ai valori target; questo è il risultato di una stima di canale più accurata e conseguentemente di un adattamento più fine che conduce ad un migliore sfruttamento della capacità disponibile del canale.

Per tracciare i grafici è stata usata la risposta impulsiva a simboli spazati di figura 2.17(a) e relativa funzione di trasferimento di figura 2.17(b).

La risposta impulsiva è stata ricavata attenuando gli impulsi mediante una distribuzione di Rayleigh di una frequenza Doppler massima normalizzata  $f_{\hat{d}} = 1.235 \cdot 10^{-5}$ , dove la durata di tempo considerata per la normalizzazione è quella del simbolo OFDM; questo perché le prestazioni del ricetrasmittitore dipendono dalla massima frequenza Doppler rapportata alla durata del simbolo OFDM. Il valore di  $f_{\hat{d}}$  corrisponde a una wLAN che lavori a 60 Ghz con un *sample rate* di 225 Mhz e una velocità del terminale mobile di 50 Km/h.

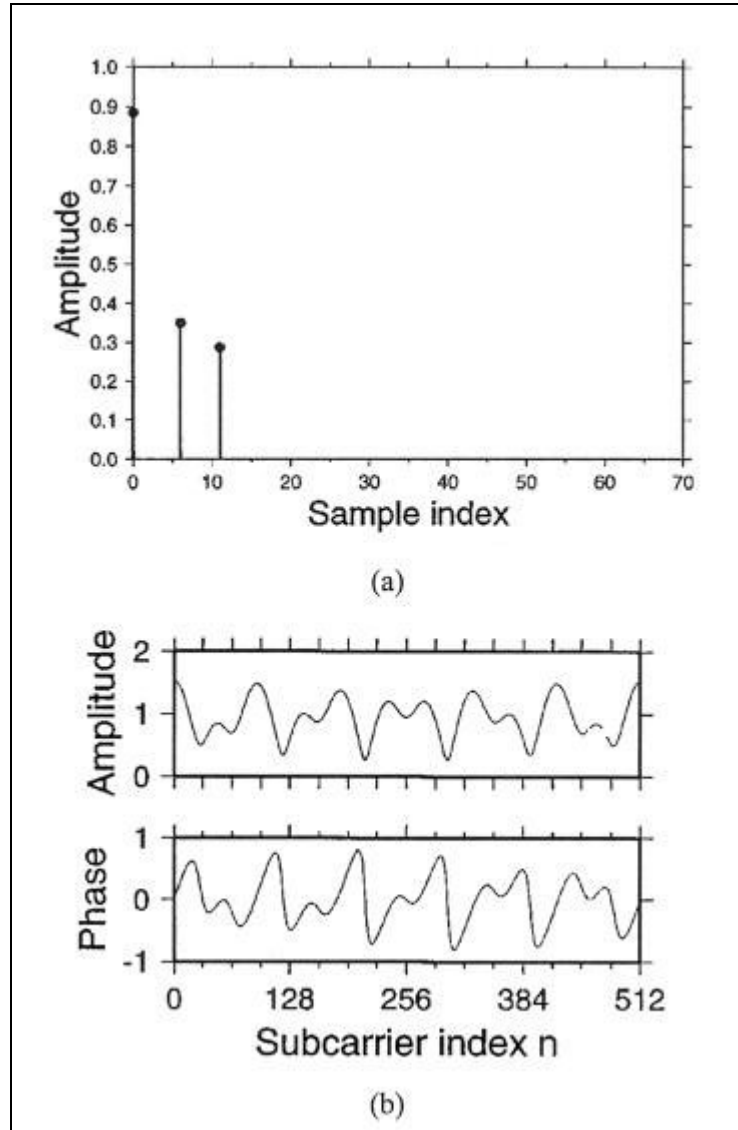


Figura 2.17: (a) Risposta impulsiva a simboli spazati e (b) relativa funzione di trasferimento.

**Algoritmo adattativo basato sullo stimatore BER di sottobanda.**

Uno schema alternativo, che prende in considerazione i valori non costanti del rapporto segnale/rumore  $\mathcal{G}_i$  sulle  $N_s$  sottoportanti della  $j$ -esima sottobanda, può ottenersi calcolando la probabilità d'errore sul bit attesa totale in ogni sottobanda e mediando rispetto al numero di sottoportanti che la costituiscono; l'espressione di tale probabilità può scriversi come:

$$\bar{p}_e(m) = \frac{1}{N_s} \prod_{i=0}^{N_s-1} p_e(\mathcal{G}_i, M_m) \quad (2.25).$$



Ripetendo questo per ogni schema di modulazione disponibile  $M_m$  ( $m=0, 1, 2, 4$ ) e per ogni sottobanda, viene scelto lo schema di modulazione con portata più elevata e il cui BER stimato sia inferiore ad una soglia prefissata.

Mentre la granularità dell'adattamento è ancora limitata alla larghezza della sottobanda, la valutazione della qualità del canale non include soltanto la sottoportante più scadente perché viene operata una operazione di media sulle probabilità d'errore di tutte le  $N_s$  portanti relative alla  $j$ -esima sottobanda, e ciò si riflette in una portata migliore.

La figura 2.18 mostra le prestazioni per il solo sistema "speech", sia in termini di BER (curva "16SB 1e-2 BER") che in termini di portata (curva "16SB 1e-2 BPS"), avendo di nuovo assunto come BER target un valore di  $10^{-2}$ .

Si può notare come l'algoritmo basato sullo stimatore di BER fornisca una portata un po' più elevata del precedente, soddisfacendo allo stesso tempo i requisiti di BER target; inoltre, esso può essere prontamente aggiustato a differenti target di BER e ciò è dimostrato nella figura per un target di  $10^{-1}$  dalla curva "16SB 1e-1 BER"; tale valore viene mantenuto pressoché costante per un vasto range di SNR; ciò fornisce dei benefici quando lo si usi in combinazione a codifica di canale.

Viene anche riportata la curva "16SB 1e-1 BPS" che rappresenta l'andamento della portata nell'eventualità di BER target pari a  $10^{-1}$ ; tuttavia, in quest'ultimo caso, non è possibile un raffronto con l'analogo dell'algoritmo a soglia prefissata, relativamente al quale una analisi per un siffatto target non è stata portata avanti.

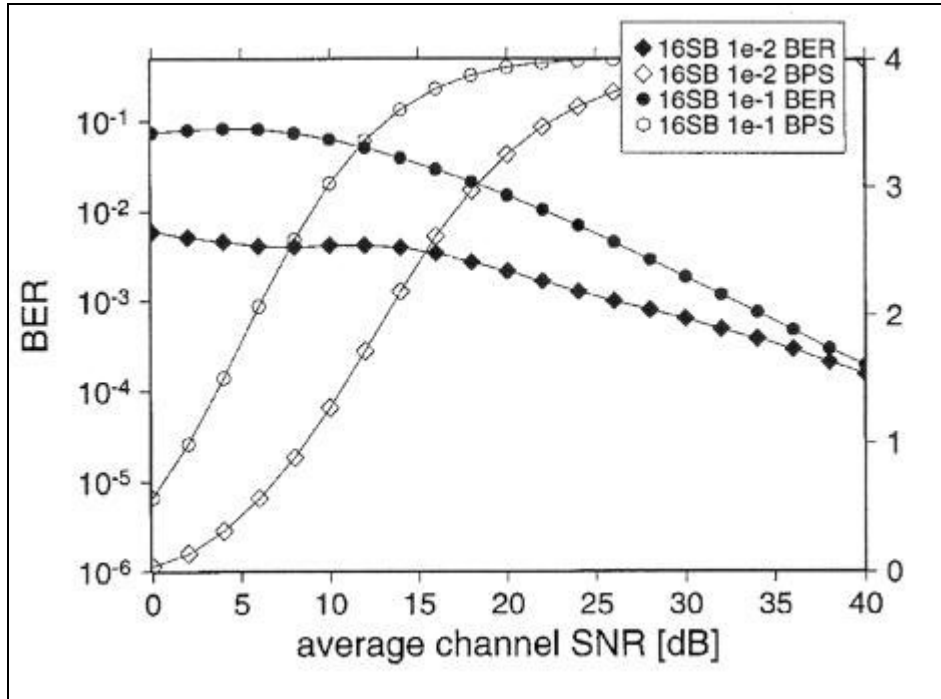


Figura 2.18: Prestazioni di BER e portata di un modem AOFDM ad algoritmo basato sullo stimatore BER di sottobanda con 512 sottoportanti in 16 sottobande con uso di BPSK, QPSK, 16- QAM e “no transmission”.

### **AOFDM a *throughput* costante.**

La portata dei dati variante col tempo di una struttura AOFDM, operante con uno dei due algoritmi appena descritti, rende uno schema del genere inutilizzabile in diverse applicazioni.

Torrance [32] ha analizzato le implicazioni di sistema relative a modem adattativi a portata variabile, nel contesto di canali a banda stretta, enfatizzando l'importanza di *bufferizzare* i dati al trasmettitore per poter tenere in conto il data rate variabile. La dimensione richiesta per il buffer è legata alla frequenza Doppler del canale, il quale, mutando a rilento, dà luogo anche ad una portata lentamente variabile; da qui il bisogno di un buffer ad alta capacità. L'audio e il video *real-time* sono molto sensibili ai ritardi, pertanto sono necessari diversi algoritmi di adattamento per tali applicazioni.

Lo schema AOFDM a throughput costante che viene qui di seguito proposto sfrutta la selettività in frequenza del canale e offre contemporaneamente un bit rate

costante. Viene nuovamente assunto adattamento nella sottobanda per ridurre la complessità di segnalazione o la rivelazione blind associata agli schemi di modulazione.

La tecnica di allocazione dei bit da trasmettere opera iterativamente, scegliendo le sottoportanti cui assegnare il prossimo bit da inviare; in altre parole, i bit che devono essere trasmessi vengono allocati consecutivamente, iniziando ad attribuire bit alle sottoportanti con qualità più elevata e coinvolgendo gradualmente le sottoportanti a qualità inferiore.

Questa strategia viene realizzata sulla base di una *funzione costo* che si fonda sul numero atteso di bit errati in ogni sottobanda. Questo numero,  $e_{s_n}$ , per ogni sottobanda  $n$  e per ogni possibile schema di modulazione  $s$  viene calcolato avvalendosi della stima della funzione di trasferimento del canale  $\hat{H}$  e sfruttando il numero di bit trasmessi  $b_{s_n}$  per ogni sottobanda e schema di modulazione.

Ad ogni sottobanda  $n$  viene assegnata una variabile di stato  $s_n$  che rappresenta l'indice di schema di modulazione. Ogni variabile di stato viene inizializzata con lo schema di modulazione di ordine più basso che nel nostro caso equivale a 0 e significa "no transmission"; quindi viene calcolato un set di valori costo  $c_{n,s}$  per ogni sottobanda  $n$  e stato  $s$  mediante l'espressione:

$$c_{n,s} = \frac{e_{s_{n+1}} - e_{s_n}}{b_{s_{n+1}} - b_{s_n}} \quad (2.26).$$

La funzione costo è legata all'incremento atteso di bit errati rapportato all'incremento di throughput che si avrebbe se venisse impiegato lo schema di modulazione avente l'indice più elevato successivo ( $s+1$ ) in luogo dell'indice  $s$  nella sottobanda  $n$ . La funzione quantifica cioè il BER incrementale atteso, relativo alla transizione di stato  $s$  fi  $s+1$  nella sottobanda  $n$ -esima.

L'adattamento dello schema di modulazione viene realizzato cercando in maniera iterativa il blocco  $n$  che presenti il valore minore di  $c_{n,s}$ , incrementando lo stato  $s_n$  a partire da zero (ammesso che questo non abbia ancora raggiunto il valore relativo al

livello di modulazione più alto 16-QAM); questa ricerca viene ripetuta fino a che il numero totale di bit allocati al simbolo OFDM corrente raggiunga o superi il valore target di bit che devono essere trasmessi.

Chiaramente, quanto più il target è elevato tanto maggiore risulta il BER, visto che vengono impiegate gradualmente sottoportanti a qualità più scadente.

Il trasmettitore modula le sottoportanti utilizzando le strategie di modulazione specifiche indicizzate dalla variabile di stato  $s_n$ , eventualmente aggiungendo ai dati dei bit ridondanti che permettano di mantenere la portata costante richiesta.

La figura 2.19 mostra le prestazioni dell'algorithmo descritto.

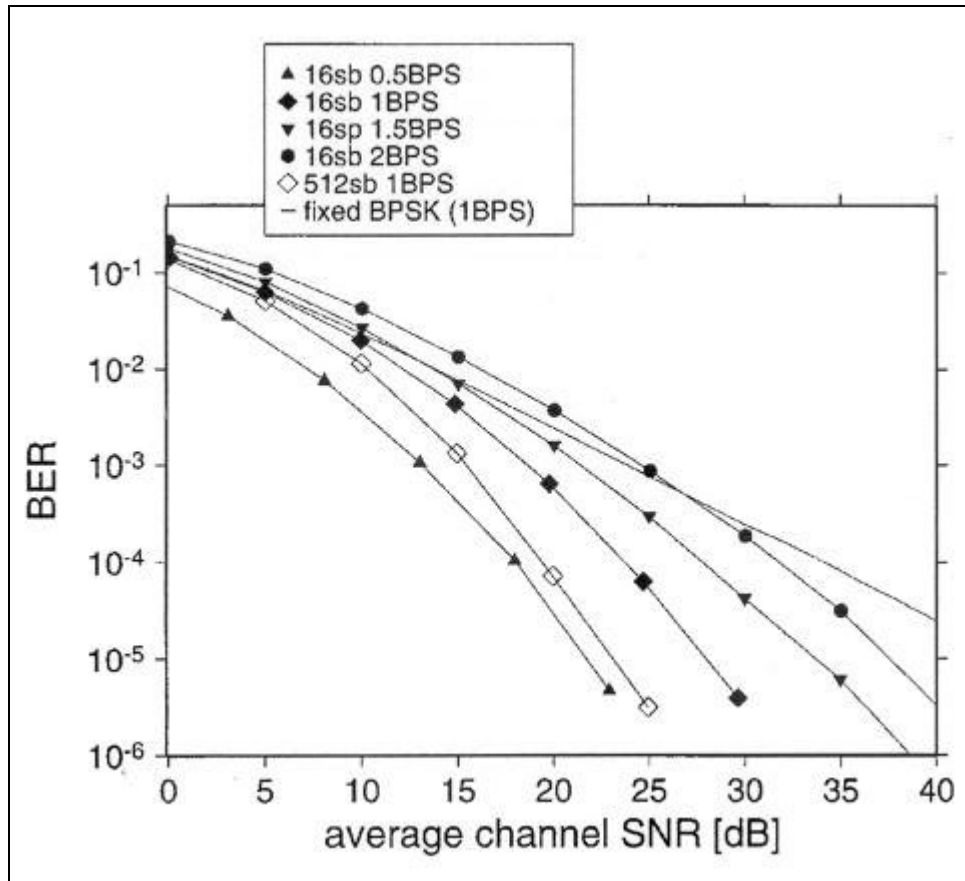


Figura 2.19: Prestazioni di BER di un modem AOFDM a throughput costante con 512 sottoportanti in 16 sottobande con uso di BPSK, QPSK, 16-QAM e "no transmission".

Le curve con simbologia piena rappresentano le prestazioni di BER per una analisi “sottobanda per sottobanda” nel caso di target di portata di 0.5 BPS (curva “16sb 0.5BPS”), 1 BPS (curva “16sb 1BPS”), 1.5 BPS (curva “16sb 1.5BPS”) e 2 BPS (curva “16sb 2BPS”) al variare dell’SNR medio di canale; la curva “512sb 1BPS” fornisce invece le prestazioni del sistema nel caso in cui le 512 sottoportanti vengano analizzate tutte individualmente, fissando un target di portata di 1 BPS; la curva “fixed BPSK (1BPS)” è invece relativa al caso in cui non si faccia uso di adattamento e si utilizzi sempre la modulazione fissa BPSK, con target di portata pari (ovviamente) a 1 BPS.

Lo schema adattativo con 16 sottobande realizza un significativo miglioramento in termini di prestazioni di BER, per valori di SNR superiori a 10 dB; le curve mostrano che il guadagno di SNR che si ottiene per un BER di  $10^{-4}$  rispetto al caso non adattativo risulta di 8 dB; se poi si utilizza un’analisi del tipo “sottoportante per sottoportante”, si ottiene un ulteriore incremento di 4 dB.

### **2.5.3 Segnalazione e “blind detection”**

Il ricevitore AOFDM deve essere informato sugli schemi di modulazione utilizzati per le differenti sottobande; tale informazione può sia essere trasportata usando segnalazione all’interno di alcune sottoportanti su cui viaggiano i simboli OFDM che estratta dal ricevitore sfruttando rivelazione blind, atta proprio a stimare le tecniche di modulazione dei simboli trasmessi.

#### **Segnalazione.**

Il modo più versatile per segnalare lo schema di modulazione sfruttato in una sottobanda è rimpiazzare un simbolo di dati mediante un simbolo M-PSK, dove M è il numero dei possibili tipi di modulazione. In questo caso, la ricezione di ogni punto della costellazione segnerà direttamente un particolare schema di modulazione nella sottobanda corrente. Nell’eventualità finora esaminata di quattro

modi di modulazione e assumendo una perfetta ricostruzione della fase, la probabilità di un errore nella segnalazione  $p_s(g)$ , (dove  $g$  è il rapporto segnale/rumore globale) quando si impieghi un simbolo per la segnalazione stessa, è data dalla probabilità d'errore del sistema QPSK; pertanto la probabilità di corretto modo di segnalazione sarà [43]:

$$P_s(g) = 1 - P_{b,QPSK}(g) \quad (2.27),$$

dove  $P_{b,QPSK}$  rappresenta la probabilità d'errore sul bit per il QPSK ed è data da:

$$P_{b,QPSK}(g) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{g}{2}} \quad (2.28)^5.$$

Ciò conduce all'espressione della probabilità d'errore per la segnalazione dello schema di modulazione:

$$P_s(g) = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{g}{2}} \quad (2.29).$$

La probabilità d'errore sulla segnalazione può essere ridotta sfruttando molteplici simboli di segnalazione e il *maximum ratio combining* dei simboli di segnalazione ricevuti  $R_{s,n}$  per poter generare la variabile di decisione  $R_{\hat{s}}$  definita come [43]:

$$R_{\hat{s}} = \sum_{n=1}^N R_{s,n} \hat{H}_{s,n}^* \quad (2.30),$$

dove:

---

<sup>5</sup>  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$  [45].

- $N$  è il numero di simboli di segnalazione per sottobanda;
- $R_{s,n}$  sono i simboli ricevuti sulle sottoportanti di segnalazione;
- $\hat{H}_{s,n}$  sono i valori stimati della funzione di trasferimento del canale in corrispondenza delle sottoportanti di segnalazione.

Assumendo una perfetta stima di canale e valori costanti della funzione di trasferimento all'interno dell'insieme delle sottoportanti di segnalazione, la probabilità d'errore di segnalazione per  $N$  simboli a ciò deputati può essere espressa come:

$$P_{\text{e}}(g, N) = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{N g}{2}} \quad (2.31).$$

La figura 2.20 mostra la percentuale di errori di segnalazione (DER) in un canale AWGN per 1, 2, 4 e 8 simboli di segnalazione per sottobanda, rispettivamente. Si noti come raddoppiare il numero di sottoportanti di segnalazione migliori le prestazioni di 3 dB. Ai simboli di segnalazione in una data sottobanda può essere applicato un processo di interleaving sulla intera larghezza di banda del simbolo OFDM onde poter beneficiare della diversità in frequenza in canali a banda larga affetti da fading.

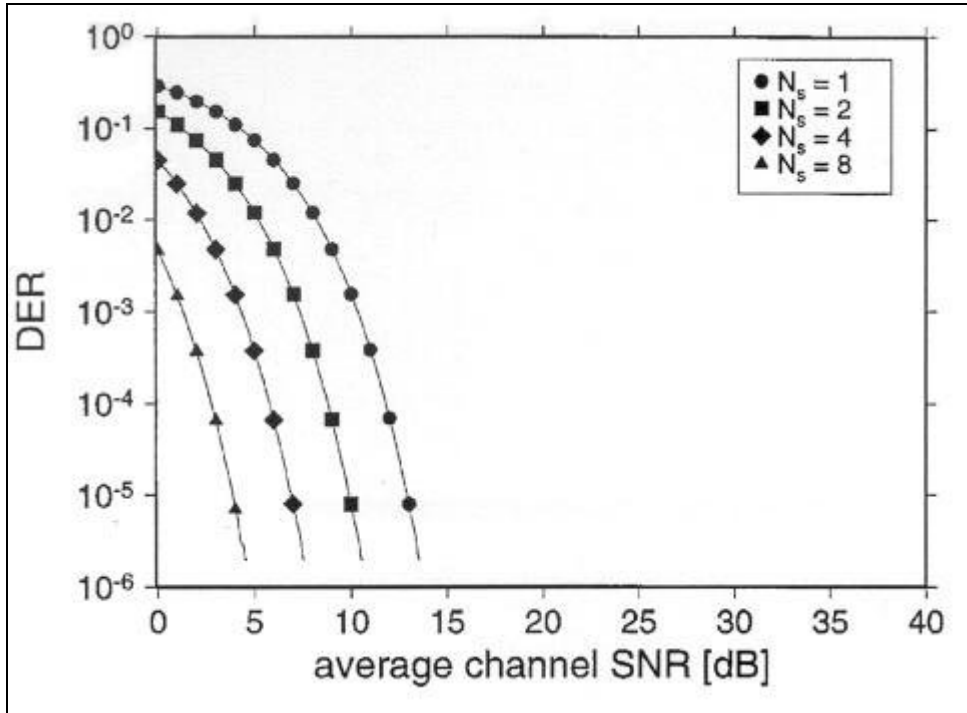


Figura 2.20: Probabilità di errata rivelazione dello schema di modulazione, utilizzando segnalazione con *maximum ratio combining* per simboli QPSK in canale AWGN per 1, 2, 4 e 8 simboli di segnalazione per sottobanda.

### **Blind detection mediante stima dell'SNR.**

Il ricevitore non ha una conoscenza a priori dello schema di modulazione adottato in una particolare sottobanda ricevuta e stima questo parametro quantizzando i simboli de-attenuati (cioè compensati per il fading) ricevuti  $\frac{R_n}{\hat{H}_n}$  nella sottobanda associandoli al simbolo più vicino  $\hat{R}_{n,m}$  per tutti i possibili schemi di modulazione  $M_m$  e per ogni indice  $n$  di sottoportante nella sottobanda corrente. Per ogni schema di modulazione viene così calcolata l'energia d'errore diretta alla decisione  $e_m$ , definita come somma degli scarti quadratici fra i simboli compensati e i possibili simboli ricevuti nella generica sottobanda per ogni schema di modulazione:

$$e_m = \sum_n \left( \frac{R_n}{\hat{H}_n} - \hat{R}_{n,m} \right)^2 \quad (2.32),$$



quindi per la demodulazione della sottobanda viene scelto lo schema di modulazione  $M_m$  che minimizza  $e_m$ .

I risultati che si ottengono per uno schema OFDM a 512 sottoportanti su canale AWGN sono raffigurati di seguito (fig.2.21).

Si può notare che con un numero di sottobande minore, e pertanto durate di simbolo più lunghe, le prestazioni che si ottengono sono migliori. E' comunque evidente che il numero di schemi di modulazione disponibili influisce molto più sull'affidabilità di rivelazione rispetto al numero di sottobande impiegate: se il modem sfrutta tutti e quattro gli schemi di modulazione previsti, una rivelazione affidabile della modalità di modulazione viene garantita solo per valori di SNR superiori a 15-18 dB, in dipendenza del numero di sottobande per simbolo OFDM.

Se vengono sfruttati soltanto  $M_0$  e  $M_1$ , si vede come l'accuratezza nella stima migliori significativamente, infatti in questo caso sono sufficienti valori di SNR di 5-7 dB ad assicurare rivelazioni affidabili.

Mostriamo raffigurate inoltre le caratteristiche dell'algoritmo a soglia prefissata facente uso di blind detection per il sistema "data" a 16 sottobande (fig 2.22).

Viene distinto il caso di set di schemi di modulazione ( $M_0, M_1$ ) dal caso ( $M_0, M_1, M_2, M_4$ ); si assumono inoltre decisioni erranee sullo schema di modulazione adottato in modo da ottenere un BER del 50% sul blocco ricevuto. Questo è ottimistico, visto che in uno scenario reale il ricevitore non è a conoscenza del numero di bit attualmente trasmessi, portando a perdita di sincronizzazione nel flusso di dati. Il problema menzionato è comune a tutti i sistemi che presentino una portata variabile e che non abbiano un canale di segnalazione affidabile ideale; si devono pertanto adottare misure riguardanti la sincronizzazione dei dati.

Si può notare dai risultati graficati che mentre la rivelazione blind fornisce prestazioni di BER piuttosto scadenti per lo schema adattativo a modo quadruplo, lo schema a modo doppio esibisce risultati molto soddisfacenti e consistentemente inferiori a  $10^{-4}$ ; la portata che si ottiene è invece più elevata nel caso in cui si impieghino tutti e quattro gli schemi modulativi.

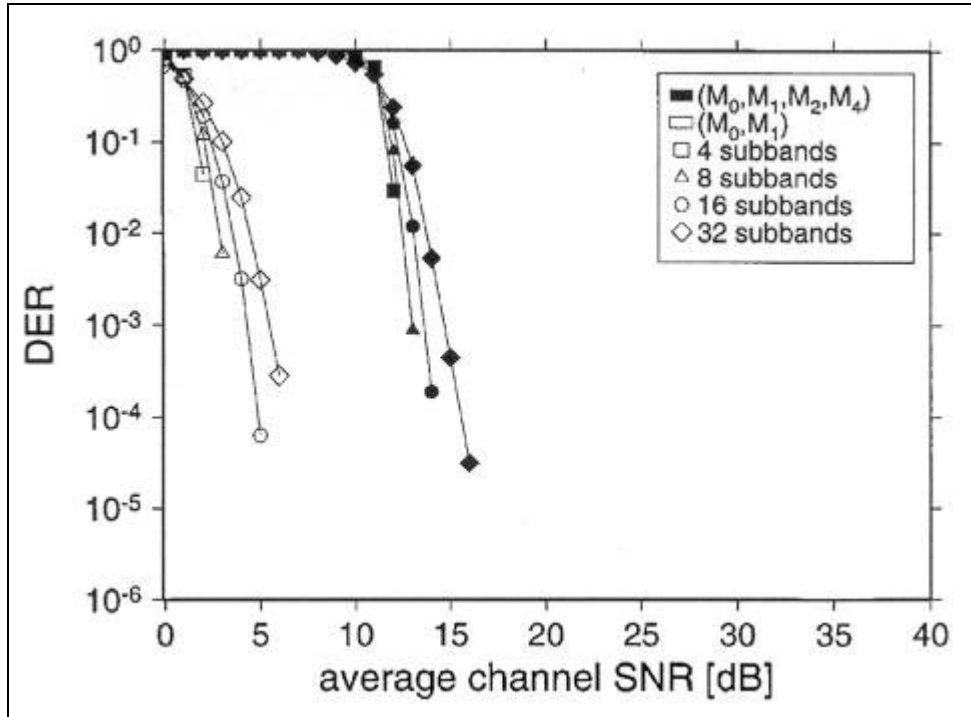


Figura 2.21: Probabilità di errata rivelazione dello schema di modulazione per sistemi che sfruttano  $(M_0$  e  $M_1)$  e  $(M_0, M_1, M_2, M_4)$  per lunghezze di blocco differenti su canale AWGN.

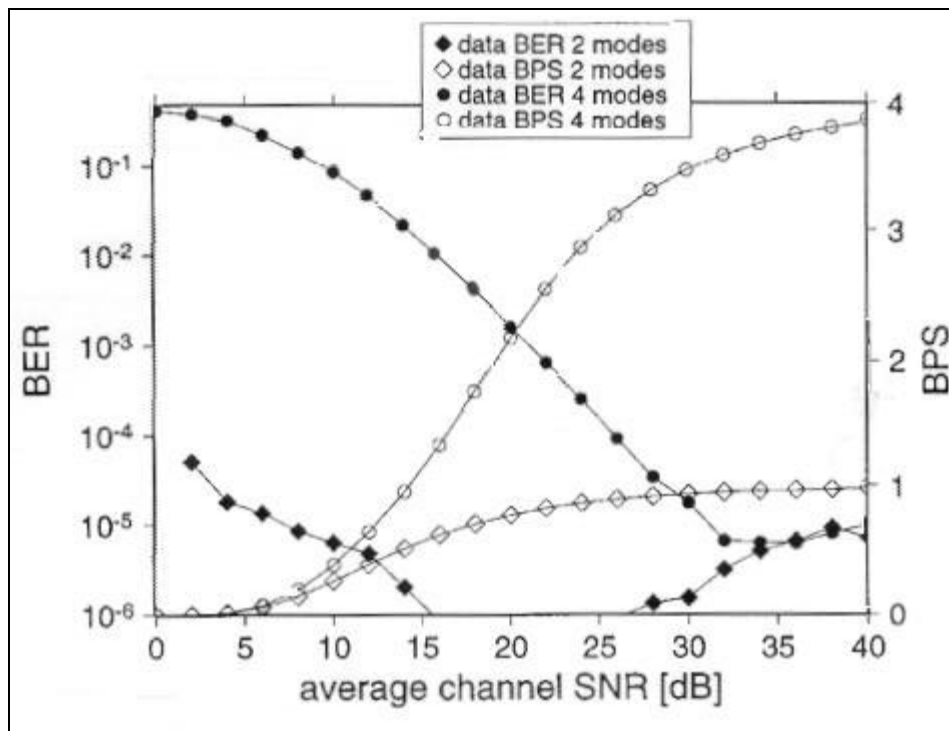


Figura 2.22: Prestazioni di BER e portata di un modem AOFDM ad algoritmo a soglia prefissata con 512 sottoportanti in 16 sottobande ed uso di “no transmission” e BPSK (2 modi) e “no transmission”, BPSK, QPSK, 16-QAM (4 modi), applicando blind detection.

## 2.6 AOFDM CON PRE – DISTORSIONE SPETTRALE

Le prestazioni dell'AOFDM possono essere accresciute sfruttando la conoscenza della funzione di trasferimento del canale mediante pre-distorsione spettrale al trasmettitore.

Come ormai dovremmo aver appreso, il simbolo  $l$ -esimo di dati OFDM ricevuto sulla sottoportante  $k$ -esima di un canale stazionario (con risposta impulsiva costante per la durata di un simbolo) e dispersivo nel tempo è dato dal prodotto fra il simbolo trasmesso e il campione  $k$ -esimo della funzione di trasferimento (relativo cioè alla portante  $k$ -esima) più un campione di rumore additivo, cioè:

$$\tilde{R}_k = S_k H_k + N_k \quad " k = 0, \dots, M - 1.$$

L'equalizzazione al ricevitore, che risulta necessaria per rivelazione non differenziale dei simboli di dati, corregge la fase e l'ampiezza dei simboli sfruttando la stima  $\hat{H}_k$  della funzione di trasferimento, come segue:

$$\tilde{R}_{\hat{k}} = \frac{\tilde{R}_k}{\hat{H}_k} = S_k \frac{H_k}{\hat{H}_k} + \frac{N_k}{\hat{H}_k} \quad (2.33).$$

Se la stima  $\hat{H}_k$  è accurata, questa operazione ricostruisce i punti della costellazione prima della decisione; l'inconveniente è che il campione di rumore  $N_k$  viene amplificato esattamente della stessa quantità di cui viene amplificato il segnale utile, preservando così il valore di SNR del campione ricevuto; conviene pertanto utilizzare una pre-equalizzazione (*pre-distorsione spettrale*).

La pre-equalizzazione per un sistema OFDM opera scalando il simbolo di dati  $s_k$  sulla sottoportante  $k$ -esima mediante una funzione di pre-distorsione  $E_k$ , calcolata a partire dall'inverso della funzione di trasferimento di canale stimata prima della trasmissione. Al ricevitore non viene attuata alcuna equalizzazione, pertanto il simbolo ricevuto può esprimersi come:

$$\tilde{R}_k = S_k E_k H_k + N_k \quad (2.34).$$

In questo caso, poiché il rumore viene addizionato dal canale a valle della pre-distorsione, nel ricevitore l'amplificazione del rumore è assente.

Come le tecniche di modulazione adattativa che sono state precedentemente discusse, anche la pre-equalizzazione è applicabile soltanto a collegamenti duplex, poiché il segnale trasmesso viene adattato alle condizioni specifiche di canale percepite dal ricevitore. Inoltre, come negli altri schemi adattativi, il trasmettitore ha bisogno di una stima della risposta in frequenza del canale, che può essere estratta dal segnale ricevuto nel collegamento contrario.

Combinare gli schemi di modulazione adattativa basati su BER target con la tecnica di pre-distorsione spettrale permette al trasmettitore di reagire alla natura tempo e frequenza-variante del canale, potendo così aggiustare finemente il comportamento del modem adattativo in canali affetti da fading; inoltre viene permesso al trasmettitore di impiegare la potenza che non viene usata nelle sottobande deputate allo schema "no transmission" nelle altre sottobande, senza disturbare l'equalizzazione (in quanto assente) al ricevitore.

L'obiettivo della combinazione fra adattamento della modulazione e pre-distorsione è quello di trasmettere i simboli di dati in una sottobanda ad un livello di potenza che assicuri un prefissato SNR al ricevitore. L'SNR target dipenderà dal BER accettabile del collegamento e dallo schema di modulazione in uso. Chiaramente il ricevitore deve anticipare i diversi livelli relativi di potenza per i differenti schemi di modulazione, in modo da rendere possibile la rivelazione degli schemi di modulazione multi-livello impiegati.

L'unione dell'adattamento con la pre-distorsione richiede la valutazione del rumore di fondo al ricevitore così come la stima della funzione di trasferimento di canale che include una perdita per *path*. Sulla base di queste predizioni, l'ampiezza di  $E_k$  richiesta per trasmettere un simbolo di dati sulla  $k$ -esima sottoportante, per un dato rapporto segnale/rumore  $g_k$  ricevuto, può essere calcolata come segue:

$$|E_k| = \frac{\sqrt{N_0 g_k}}{|\hat{H}_k|} \quad (2.35),$$

dove  $N_0$  è il rumore di fondo al ricevitore; per la fase invece si ha:

$$-E_k = -\hat{H}_k \quad (2.36).$$

Il rapporto segnale/rumore target della sottoportante k-esima ( $g_k$ ) dipende dallo schema di modulazione che viene utilizzato per quella particolare portante e determina il BER target del sistema.

# CAPITOLO 3

## ACCESSO AL CANALE

### 3.1 ASSEGNAZIONE DELLA RISORSA CONDIVISA

Le reti di telecomunicazioni mettono a disposizione, fondamentalmente, due tipi di risorse:

- risorse trasmissive, intese come banda a disposizione nei collegamenti,
- risorse elaborative, necessarie per le operazioni di commutazione e di indirizzamento. Nei nodi interni alla rete sono infatti necessari degli elaboratori che processino le informazioni fornite dall'utente (indirizzo di destinazione) per inviare i dati correttamente.

I gestori di rete hanno come obiettivo quello di sfruttare al meglio le risorse, in maniera da aumentare al massimo i guadagni. Questo si traduce nel cercare di utilizzare tali risorse il più vicino possibile alla saturazione, fermo restando l'obiettivo di garantire una appropriata *qualità di servizio (QoS)*. Per contro gli utenti, indipendentemente da come la rete è organizzata e gestita, gradirebbero avere l'impressione di comunicare tramite una linea dedicata che assicurasse una determinata QoS, rendendosi necessarie delle tecniche per la condivisione delle risorse trasmissive e cioè della banda disponibile.

Le strategie riguardanti l'assegnazione di risorse condivise possono essere classificate in strategie di:

- *assegnazione statica,*
- *assegnazione dinamica.*

Nel caso di assegnazione statica, la risorsa viene assegnata in modo indiviso ad una sola attività per tutta la sua durata. Il vantaggio di tale alternativa è, oltre ad una certa semplicità realizzativa, quello di prospettare un ritardo di attesa o un grado di perdita non nulli solo all'inizio dell'evoluzione dell'attività e di assicurare successivamente, per la durata di questa, una accessibilità, senza ritardo o senza perdita, alla risorsa desiderata; il che significa ottenere alte garanzie da un punto di vista della QoS. Lo svantaggio, oltre al costo economico, è quello di monopolizzare una risorsa a vantaggio di una sola attività di utilizzazione per volta, seppure limitatamente alla durata di questa. Il risultato possibile è allora quello di un *insufficiente rendimento di utilizzazione* [39].

Al contrario, nel caso di assegnazione dinamica, la risorsa trasmissiva viene di volta in volta assegnata agli utenti in base a delle esigenze specifiche e solo a seguito di una richiesta effettuata all'inizio dell'intervallo di utilizzazione; quindi viene restituita non appena questo intervallo è terminato. Questo significa che nel corso della durata di una attività di utilizzazione, questa può impegnare la risorsa più volte per intervalli di tempo minori di detta durata e, negli intervalli residui, la risorsa può essere impegnata da altre attività. Ciò può assicurare, per la risorsa in questione, un rendimento di utilizzazione anche elevato, a spese però di un *livello di accessibilità* che può risultare *insufficiente*.

Per i vari collegamenti della rete, relativamente ad una strategia di assegnazione dinamica, si definisce uno schema di *multiplazione* atto a stabilire le modalità con cui le unità informative (UI) entranti condividono logicamente la banda disponibile del ramo di rete detto *canale multiplato*. In particolare, la *multiplazione dinamica a divisione di tempo* implica che tra le varie stazioni possano determinarsi *situazioni di contesa*: ciò si verifica quando la richiesta di accesso alla risorsa condivisa, presentata da due o più terminali, comporti, se soddisfatta immediatamente, l'impegno della risorsa comune in intervalli di tempo sovrapposti. Per risolvere queste situazioni di contesa, considerazioni di economia di sistema hanno guidato verso l'adozione di un *controllo distribuito*, e cioè verso una cooperazione tra i terminali stessi, senza la necessità di una unità di controllo centralizzato. La

soluzione a controllo distribuito, se da un lato incrementa la complessità dell'interfaccia tra ogni stazione e il mezzo, dall'altro consente un *elevato grado di flessibilità* e un *aumento dell'affidabilità* di tutto il sistema per l'eliminazione di elementi centralizzati. Si osserva che tali requisiti sono di fondamentale importanza in un ambiente come quello di un ufficio, per sua natura estremamente variabile sia per il numero che per la dislocazione fisica dei terminali; infatti, una architettura a controllo distribuito è intrinsecamente più affidabile rispetto ad una soluzione analoga a controllo centralizzato. In quest'ultimo caso, un guasto nell'unità centrale di controllo determina, nella maggior parte dei casi, un periodo di fuori servizio dell'intera rete. Ciò costringe spesso a replicare tale unità per ridurre la probabilità di fuori servizio. Invece, nelle architetture a controllo distribuito, il guasto di una o più stazioni non compromette il funzionamento della rete, che può continuare ad offrire il proprio servizio ai terminali ancora funzionanti [49].

### 3.2 PROTOCOLLO MAC (MEDIUM ACCESS CONTROL)

Uno schema di multiplazione ideale dovrebbe essere in grado di gestire la banda disponibile di ramo sia su base dinamica che statica. Occorre tuttavia osservare che, come detto prima, accanto al problema della gestione della banda disponibile, è presente anche quello delle differenti modalità di formazione del flusso multiplato, a seconda che l'accesso al canale multiplato sia di tipo centralizzato o distribuito.

Nel caso di accesso centralizzato, esiste un organo, detto *multiplatore*, che riceve dalle varie sorgenti le unità informative da multiplare e che provvede direttamente a fornire in uscita il flusso multiplato. Ciò avviene assegnando alle sorgenti, in modo statico o dinamico, la banda richiesta e risolvendo le eventuali situazioni di contesa [39]. Nelle reti wLAN, il compito del multiplatore viene assolto dal *radio-node* (cfr. cap.1).

Nel caso invece in cui l'accesso al mezzo sia regolato tramite un controllo distribuito, chiamato solitamente *accesso multiplo*, sono le stesse sorgenti a dover



gestire collettivamente la formazione del flusso multiplato, nel rispetto di regole comportamentali che consentano una efficiente utilizzazione della banda disponibile e un limitato ritardo di attesa. Le regole a cui si allude sono dedicate al *Medium Access Control (MAC)* e sono cioè finalizzate allo svolgimento delle funzioni di assegnazione di banda e di risoluzione delle eventuali situazioni di contesa, con l'obiettivo di assicurare equità di accesso per tutti i richiedenti [39]; tali regole sono definite in un *protocollo MAC*.

### 3.2.1 Tecniche di accesso multiplo

Possiamo classificare le tecniche di accesso multiplo in due categorie:

- *accesso random*: con questo tipo di strategie si dà la possibilità ad ogni utente di effettuare le proprie trasmissioni in qualsiasi istante di tempo, in modo arbitrario, permettendo così la potenziale nascita di contese; appartengono a questa classe ad esempio i due metodi *CSMA (Carrier Sense Multiple Access)* e *CSMA-CD (Carrier Sense Multiple Access-Collision Detection)*;
- *accesso controllato*: con questa seconda alternativa, eventuali collisioni vengono tenute sotto controllo, dovendo i vari utenti attendere il proprio turno per poter accedere al mezzo trasmissivo; in tal caso si nota subito che un primo svantaggio è una certa inefficienza nell'impiego della risorsa, dettata dal fatto che ogni richiedente per poter trasmettere deve comunque attendere il proprio turno, anche nell'eventualità in cui gli altri utenti non abbiano dati da inviare. Esempi di tecniche di questo tipo sono il *DQDB (Distributed Queue Dual Bus)* e le strategie di *Collision Avoidance* (come nel protocollo 802.11).

Tra le caratteristiche che una tecnica di accesso al canale deve possedere, oltre all'*equità* e all'*efficienza* nell'uso del mezzo trasmissivo, si deve considerare anche la *semplicità realizzativa* e l'*economia di implementazione a livello software ed hardware*, principalmente se si pensa che i terminali che vogliono accedere al canale radio debbano avere la possibilità di realizzare tali tecniche al loro interno.

Inoltre, operando una distinzione sul tipo di sorgenti di traffico che richiedono di usufruire della risorsa condivisa, queste strategie devono assicurare alle differenti classi di sorgenti determinati requisiti di QoS, con allocazione della risorsa nella misura che meglio si presta al tipo di categoria; questi vincoli riguardano fondamentalmente il *grado di trasparenza temporale* ed il *livello di integrità informativa*: la prima interessa i ritardi di transito che differenti unità informative della sequenza di ricezione possono presentare rispetto alle corrispondenti unità informative della sequenza di emissione e che sono dovuti a cause di natura varia agenti, in generale, in modo aleatorio. Il grado di trasparenza temporale può quindi essere valutato quantitativamente con un parametro che qualifichi la variabilità dei ritardi di transito; esso è tanto più elevato quanto minore è tale variabilità; non va inoltre trascurato l'aspetto del ritardo medio che deve comunque essere tenuto sotto controllo. Esistono dei servizi, detti *isocroni*, in cui per una corretta interpretazione dell'informazione a destinazione, è necessario che il trasferimento sia temporalmente trasparente; sono detti *anisocroni* i servizi che invece non richiedono una elevata trasparenza temporale nel trasferimento; va comunque osservato che un servizio isocrono può utilizzare un trasferimento temporalmente non trasparente, a patto che il valore medio della distribuzione dei ritardi di transito sia abbastanza piccolo e a destinazione si operi una equalizzazione dei ritardi che elevi il grado di trasparenza temporale.

L'integrità informativa, invece, fa riferimento alle diversità che si possono manifestare in modo aleatorio, sia tra le singole cifre binarie emesse e quelle corrispondenti ricevute (*integrità di cifra binaria*) che tra le intere sequenze di emissione e ricezione (*integrità di sequenza di cifre binarie*) [39]. Nel primo caso, le diversità sono dovute ad errori normalmente di tipo trasmissivo; il grado di

integrità informativa è quindi tanto più elevato quanto minore è la frequenza media di errore; un valido parametro che permetta di stimare questo aspetto è il BER.

Pertanto, mentre la trasparenza temporale concerne i ritardi con cui le informazioni giungono a destinazione, l'integrità informativa quantifica la correttezza del contenuto dei dati ricevuti.

Una prima distinzione che si può operare per le sorgenti che richiedono accesso al canale prevede l'analisi di una classe a *Banda Garantita (GB)* e di una classe *Best Effort (BE)*; la prima esige vincoli piuttosto stringenti sul ritardo di trasferimento (trasparenza temporale) oltre al requisito di elevata integrità informativa. Tipicamente, fanno parte di questa classe la voce e il video, il cui flusso dati deve essere riprodotto a destinazione in maniera consecutiva ed entro un prefissato limite temporale. Alla classe GB devono essere assicurati determinati requisiti di QoS in termini di banda, ritardo e perdita; in merito al protocollo di accesso alla risorsa trasmissiva (*Medium Access Control (MAC)*), ad ogni sorgente di questo tipo deve essere riservata una precisa quantità di risorsa.

La classe BE non presenta invece vincoli stringenti in termini di trasparenza temporale e richiede pertanto solo un certo grado di integrità informativa; generalmente l'esigenza che tale classe presenta è relativa al trasporto dei dati senza errori; l'aggettivo "best" si riferisce proprio al fatto che il sistema tenta "al meglio" (cioè col minore numero di errori possibile) di trasferire l'informazione a destinazione, *potenzialmente* in tempo minimo; il *FEC (Forward Error Correction)* è una strategia di controllo d'errore dalla quale codesta classe trae sicuramente beneficio. Esempi di sorgenti di questo tipo sono da ricercarsi nel traffico via *Internet (Web Browsing, E-Mail...)*. Sebbene non venga richiesto alcun vincolo particolare sul grado di trasparenza temporale, anche nella classe BE si può distinguere ulteriormente fra quelle sorgenti che presentano minimi requisiti temporali (mai quanto la classe GB) come nel trasferimento di *file*, legato comunque al tempo che l'utente è disposto ad attendere prima che l'intero processo sia stato espletato, e quelle che invece non presentano istanze di questo tipo, come il servizio di posta elettronica.

Si possono classificare come sorgenti GB quelle di tipo *CBR* (*Constant Bit Rate*) e *ON-OFF*: le prime presentano un ritmo di emissione costante nel tempo, le seconde rappresentano invece un caso particolare di sorgenti *VBR* (*Variable Bit Rate*) in cui il ritmo di emissione varia nel tempo; in realtà nelle sorgenti *ON-OFF*, il valore che il ritmo di emissione presenta è sempre lo stesso; la peculiarità risiede nel fatto che l'emissione è del tipo "tutto o niente": se c'è trasmissione, questa avviene al rate prefissato; alternativamente non viene trasmessa alcuna informazione.

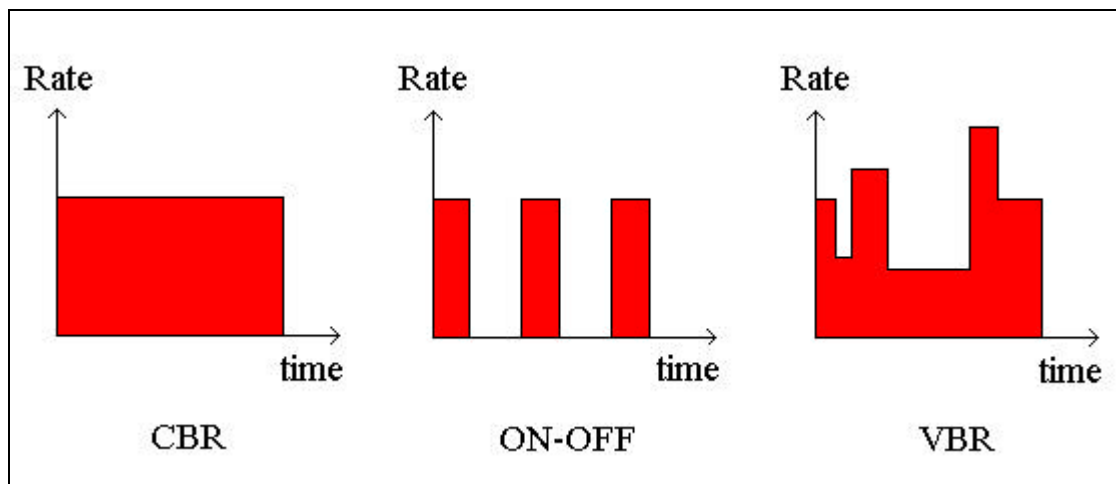


Figura 3.1: Classificazione delle sorgenti in base al ritmo di emissione.

Nel presente lavoro di tesi ci si soffermerà sulla descrizione di tre tecniche di accesso al canale di tipo controllato che sono:

- *FDMA: Frequency Division Multiple Access;*
- *TDMA: Time Division Multiple Access;*
- *CDMA: Code Division Multiple Access.*

### 3.2.2 FDMA (*Frequency Division Multiple Access*)

Nell' FDMA (accesso multiplo a divisione di frequenza) l'intera banda disponibile del canale viene suddivisa in una serie di sottobande frequenziali non interferenti; quindi ad ogni utente del canale vengono assegnate integralmente una o più di queste sottobande. Una banda di frequenza equivale pertanto ad un canale e si crea dunque una precisa corrispondenza del tipo *utente* « *banda di frequenza* « *canale*. Per come è strutturata questa tecnica, essa si presta sia alle trasmissioni di tipo analogico che digitale, sebbene venga prevalentemente impiegata nel primo campo. Esempi tipici sono la modulazione di tipo FM o AM come il TV broadcasting, in cui ogni stazione usa frequenze differenti.

La figura 3.2 mostra il piano tempo-frequenza suddiviso in differenti sottobande che vengono assegnate ognuna ad un preciso utente.

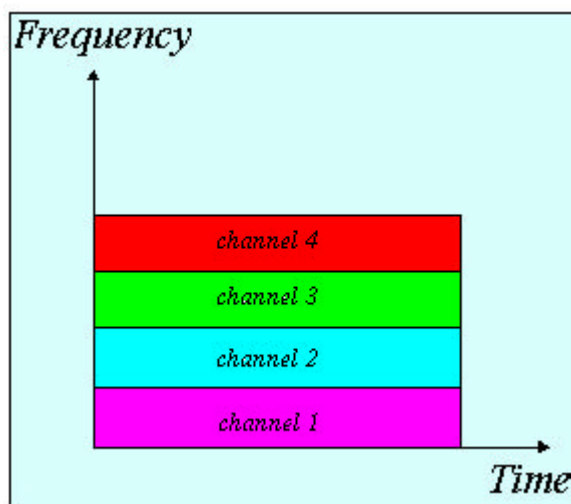


Figura 3.2: FDMA.

Poiché ogni utente utilizza una differente porzione di banda, tutti gli utenti possono trasmettere informazioni contemporaneamente. In ricezione, le singole bande di frequenza possono essere discriminate attuando un filtraggio di tipo passa-banda. L'accorgimento che si deve adottare è l'inserimento di intervalli di guardia fra i

differenti canali di frequenza, onde evitare la possibilità di interferenza fra i vari utenti; ciò riduce evidentemente l'efficienza nell'uso della banda disponibile.

Un aspetto negativo della tecnica è la presenza di prodotti di intermodulazione fra le varie portanti dovuta alle non linearità dell'apparato ricetrasmittente.

### 3.2.3 TDMA (*Time Division Multiple Access*)

Nel TDMA (accesso multiplo a divisione di tempo) il piano tempo-frequenza viene suddiviso in *time-slot* (fig. 3.3) e ad ogni utente viene associato un *time-slot*; pertanto in questo caso un canale equivale ad un *time-slot* e la corrispondenza che si stabilisce è: *utente* « *time-slot* « *canale*, avendo ogni utente a disposizione l'intera banda di frequenza. Con questa tecnica di accesso al canale gli utenti possono trasmettere i pacchetti informativi ad alta velocità ma non con continuità temporale. Questa caratteristica, unita alla versatilità di impiego della risorsa trasmissiva, si adatta particolarmente alle trasmissioni a pacchetto che richiedono una elevata flessibilità di accesso alla banda nei confronti di sorgenti con capacità di emissione e caratteristiche di attività anche fortemente diverse [39].

In questo tipo di strategia, ogni fruitore accede al mezzo in differenti intervalli di tempo (stabiliti dai *time-slot*) e in maniera periodica, seguendo precisi schemi che vengono dettati dal particolare protocollo. Il periodo di accesso al mezzo viene definito durata di *frame* o *trama* e definisce il numero di *time-slot* che la compongono, ossia il numero di utenti che si possono servire; pertanto se si suppone che ogni utente trasporti un flusso binario di informazioni a velocità  $f_b$  e che in una trama siano presenti  $N$  *time-slot*, la velocità di trasmissione dell'intero sistema sarà data da  $v = N f_b$  e l'occupazione di banda sarà proporzionale a questa grandezza.

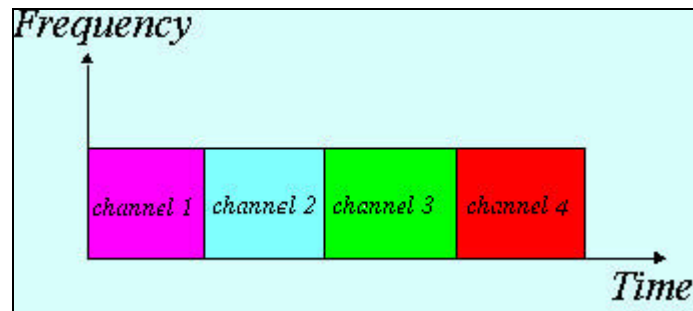


Figura 3.3: TDMA.

L'assenza di molteplici portanti elimina il problema dannoso dei prodotti di intermodulazione che abbiamo visto nel caso dell'FDMA; tuttavia questo si paga col prezzo della maggiore complessità realizzativa del sistema, il quale esige requisiti di sincronizzazione fortemente stringenti che permettano in ricezione il corretto arrivo temporale dei pacchetti dei vari utenti, onde evitare interferenze dannose fra i diversi time-slot.

L'organizzazione su base trama dei time-slot permette di gestire correttamente l'alternanza dei vari flussi informativi provenienti dai molteplici utenti: ogni trama inizia con uno o più pacchetti di riferimento e prosegue con i pacchetti emessi sequenzialmente dagli utenti; fra l'emissione di due utenti consecutivi viene realizzato un intervallo di guardia temporale costituito da un certo numero di bit, necessario a creare una certa tolleranza fra i pacchetti dei due utenti; quanto più breve è questo intervallo tanto maggiori sono i requisiti di sincronismo che vengono richiesti per il corretto funzionamento del sistema.

Sicuramente l'introduzione di intervalli di guardia e la segnalazione di controllo per il sincronismo di sistema comportano come ulteriore svantaggio del TDMA una riduzione della capacità trasmissiva totale del complesso.

### 3.2.4 CDMA (*Code Division Multiple Access*)

Quest'ultima tecnica che andiamo ad analizzare consente a tutti gli utenti di trasmettere contemporaneamente usufruendo dell'intera banda disponibile. Non dovendo gestire né la risorsa spettrale né quella temporale, non è necessario in questo caso alcun tipo di coordinamento; tuttavia, grazie all'uso di codici con i quali viene modulata l'informazione dei vari utenti, è possibile discernere in ricezione i diversi pacchetti informativi, a patto che, come spiegheremo in dettaglio più avanti, venga mantenuta fra essi una certa ortogonalità.

In questo caso, quindi, un canale è rappresentato da un codice e la corrispondenza che si instaura è del tipo: *utente* « *codice* « *canale* (fig. 3.4).

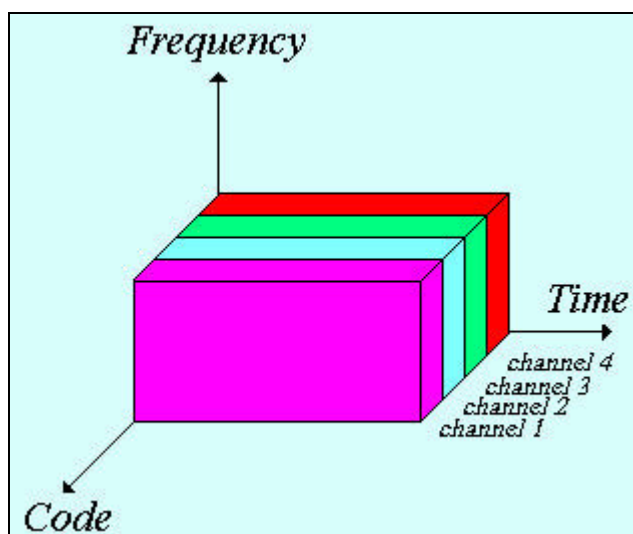


Figura 3.4: CDMA.

Grazie a questa strategia di accesso, si realizza per ogni utente un certo guadagno dettato dal fatto che il segnale utile trasmesso modula in qualche maniera un codice, allargando lo spettro della relativa informazione trasmessa (tecnica di comunicazione *spread-spectrum*): in ricezione la potenza del segnale utile viene nuovamente radunata nella sua banda originaria, mentre la potenza del rumore, che viene sommato incoerentemente, rimane “sparpagliata” nella banda di trasmissione



(quella del codice); in questo caso specifichiamo che per “potenza di rumore” si intende anche quella relativa agli altri utenti che, accedendo al canale, vengono visti come interferenti (e quindi apportatori di disturbo) dal punto di vista dell’utente che si vuole ricevere.

Su questa tecnica indugeremo oltre rispetto alle due precedentemente descritte, in quanto, presentando i seguenti vantaggi:

- *guadagno d’utente* (appena accennato),
- *non necessità di bande temporali o frequenziali di guardia*,
- *non necessità di informazione di controllo aggiuntiva*,

realizza una capacità nettamente superiore a quella dell’FDMA e del TDMA ed è pertanto la principale candidata ad essere impiegata congiuntamente alla tecnica di trasmissione OFDM nelle reti WLAN.

### **3.3 LO “SPREAD – SPECTRUM”**

Con l’uso del CDMA all’ interno delle WLAN si ottiene dunque un uso più efficiente della risorsa spettrale disponibile per il servizio; questo grazie alla tecnica dello “spread-spectrum” (SS) con la quale si possono realizzare sistemi di trasmissione così robusti nei confronti dell’interferenza a banda stretta da consentire di riutilizzare l’intera banda disponibile in ogni cella dell’area di servizio di una rete, ciò che non è possibile nel TDMA e FDMA in cui le celle che utilizzano le stesse frequenze devono essere opportunamente distanziate consentendo perciò di riutilizzare la banda meno intensamente (cfr. nota a pag. 93).

Le tecniche di modulazione SS (a spettro espanso) sfruttano per la trasmissione del segnale nel canale radio una larghezza di banda molto maggiore di quella del segnale numerico d’informazione, consentendo di sovrapporre nella medesima banda più segnali.

In pratica si associa in emissione al segnale numerico di dati un'opportuna "chiave di codifica", vale a dire una forma d'onda numerica ausiliaria perfettamente nota e periodica, impressa univocamente e individualmente sul segnale stesso. In ricezione si estrae il segnale utile separandolo dai disturbi riconoscendo la chiave di codifica nota.

Le chiavi che si utilizzano sono codici ortogonali o sequenze pseudocasuali, dette anche codici PN (Pseudo-Noise), le quali sono sequenze periodiche note che hanno proprietà statistiche molto simili a quelle del rumore. Per distinguerle dai bit del segnale utile, le cifre (prive di informazione) della chiave di codifica si chiamano chip: se  $T_b$  è il tempo di bit e  $T_c$  il tempo di chip, si hanno il ritmo binario  $R_b=1/T_b$  e il ritmo di chip  $R_c=1/T_c$ . Per assicurare una buona protezione dai disturbi, occorre che  $R_c \gg R_b$ , che significa rendere grande il *fattore di espansione spettrale* (o *guadagno di processamento* di cui prima parlavamo) così definito:

$$g_s = \frac{R_c}{R_b} \quad (3.1),$$

il quale fornisce una grandezza direttamente legata al rapporto fra la banda impiegata per la trasmissione e la banda di informazione.

Il ricevitore opera una correlazione fra il segnale ricevuto ed una replica generata in maniera sincrona della chiave di codifica; in tal modo ricostruisce il segnale di informazione. Ciò significa che al ricevitore deve esser noto il codice usato per modulare i dati.

A causa della codifica e della banda che risulta ampliata, i segnali spread-spectrum (SS) possiedono delle proprietà che differiscono da quelle dei segnali a banda stretta. Discutiamo le più interessanti dal punto di vista delle comunicazioni:

- *capacità di accesso multiplo*: se molteplici utenti trasmettono un segnale spread-spectrum contemporaneamente, il ricevitore sarà ancora in grado di distinguere i vari utenti, ammesso che ogni utente venga fornito di codice unico, avente una cross-correlazione con gli altri codici che sia

sufficientemente bassa. Correlando il segnale ricevuto con un segnale di codice di un certo utente, soltanto il segnale dell'utente in questione verrà *de-spreaded* ossia ricompreso, mentre gli altri segnali spread-spectrum rimarranno espansi su una banda piuttosto larga. Pertanto, all'interno della banda di informazione, la potenza di segnale relativa all'utente desiderato risulterà più elevata delle potenze interferenti (ammesso che il numero di interferenti non sia eccessivo) e il segnale richiesto potrà essere estratto.

Si può illustrare questo con il semplice esempio di figura 3.5.

Nella figura (a) due utenti generano i loro segnali spread-spectrum a partire dai loro segnali di dati a banda stretta; in figura (b) entrambi gli utenti trasmettono i loro segnali spread-spectrum contemporaneamente. Al ricevitore, il segnale dell'utente 1 viene coerentemente sommato a quello dell'altro utente, quindi ricompreso in modo tale che i suoi dati possano essere recuperati.

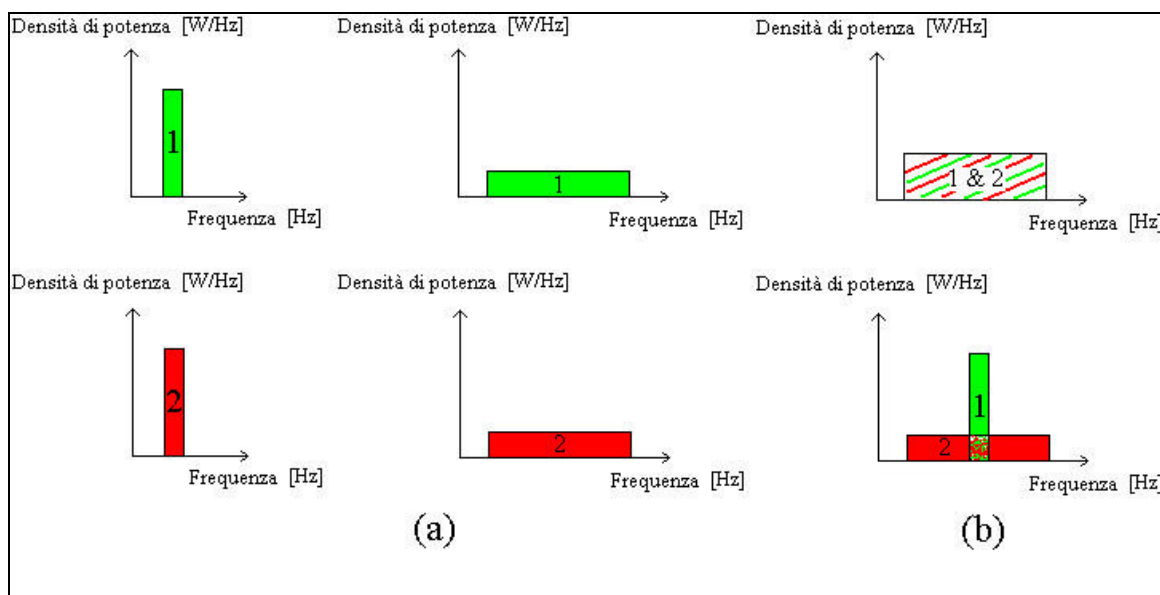


Figura 3.5: Principio dell'accesso multiplo dello spread-spectrum.

- *Protezione da interferenza da multipath*: in un canale radio, come ormai dovremmo aver appreso, non esiste soltanto un cammino fra trasmettitore e

ricevitore; a causa delle riflessioni e rifrazioni, un segnale viene ricevuto da un certo numero di cammini differenti. I segnali dei diversi cammini rappresentano tutti copie del segnale principale trasmesso ma con differenti ampiezze, fasi, ritardi ed angoli di arrivo; la somma di questi segnali nel ricevitore risulterà in un contributo costruttivo in corrispondenza a determinate frequenze, mentre in un contributo distruttivo in corrispondenza ad altre; nel dominio temporale ciò si esplica in un segnale suddiviso in più componenti e la modulazione spread-spectrum è in grado di combattere questo tipo di interferenza sfruttandola per ottenere un “guadagno di diversità”; per fare questo si avvale di particolari ricevitori, denominati *rake*, che combinando le copie ritardate del segnale, permettono di ottenere un segnale ricevuto migliore di quello che si avrebbe sfruttando soltanto il cammino diretto (cfr. paragrafo 3.3.1).

- *Privacy*: il segnale trasmesso può essere ricompresso e recuperato soltanto se il codice è noto al ricevitore.
- *Reiezione di interferenza*: operando una cross-correlazione fra il segnale di codice ed un segnale a banda stretta, il segnale a banda stretta viene espanso riducendo così la potenza di interferenza all'interno della banda di informazione. In figura 3.6 viene illustrato questo: il ricevitore osserva il segnale spread-spectrum  $s$  sommato ad un segnale di interferenza  $i$  a banda stretta; dunque, il segnale spread-spectrum viene ricompresso mentre il segnale di interferenza espanso, apparendo come rumore di fondo, se confrontato con il segnale che è stato de-espanso. La demodulazione avrà allora successo se il rumore di *background* risultante è di energia sufficientemente esigua nella banda dell'informazione ricompressa.

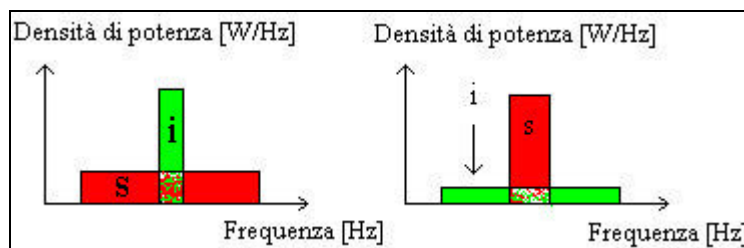


Figura 3.6: Reiezione di interferenza.

- *Bassa probabilità di intercettazione (LPI)*: grazie ai bassi valori nel suo spettro di densità di potenza, il segnale spread-spectrum è difficilmente rilevabile ed intercettabile da “ascoltatori” indesiderati; per questo la tecnica CDMA ha riscosso notevole favore in ambito militare.

Mentre nei sistemi tradizionali si adotta una analisi di tipo *hard-blocking*, con cui nessuna ulteriore comunicazione può essere stabilita quando il sistema è saturo, nel CDMA non esiste un limite preciso al numero di connessioni che si possono stabilire simultaneamente in una stessa cella; tuttavia, quanto più cresce il numero di comunicazioni attive tanto più cresce il valore di BER, cioè tanto più degrada la qualità di trasmissione di ciascun collegamento; questo è dovuto all’aumento di interferenza all’interno della cella.

Definiamo allora la probabilità di fuori servizio (*outage*) del sistema  $P_{out}$  come probabilità che il tasso d’errore o BER medio (ossia mediato su un percorso sufficiente a filtrare le fluttuazioni rapide dei segnali) risulti maggiore di un valore assegnato, dipendente dagli obiettivi di QoS. La probabilità di fuori servizio dipende dal valore di soglia del rapporto tra l’energia per bit e la densità spettrale della potenza disturbante,  $\frac{E_b}{N_0}$ ; in un sistema cellulare maturo, ossia che riutilizzi

intensamente la risorsa spettrale, questo rapporto è dominato dalle interferenze, avendo il rumore termico di norma peso secondario.

Allora, in una struttura CDMA, la qualità di trasmissione migliora direttamente se, a parità di condizioni del sistema, viene ridotto il livello di interferenza ricevuto al terminale e alla stazione radiobase. Inversamente, per un prefissato requisito di

qualità di trasmissione, ossia per un assegnato valore di  $P_{out}$ , ridurre il livello di interferenza comporta un incremento di capacità, con il risultato di servire un maggiore numero di utenti per cella. D'altra parte, si ottiene un equivalente beneficio sulla capacità senza apportare alcuna modifica né di architettura né di funzioni del sistema se, migliorando la qualità della ricezione sia nel terminale che nella stazione radiobase, viene ridotto il valore di soglia del rapporto  $\frac{E_b}{N_0}$ . Pertanto si possono convenientemente attuare provvedimenti atti a limitare la quantità di interferenza generata nel canale (ad esempio il controllo di potenza e la settorizzazione).

Dato il tasso di errore accettabile per il servizio erogato, si può stimare il massimo numero di connessioni simultaneamente attivabili in ipotesi di hard-blocking; ma se diviene prioritario offrire una capacità più elevata, tale limite può essere superato, con la conseguenza nell'UPLINK, dove i canali di propagazione sono differenti, di una degradazione più accentuata della qualità di trasmissione sulle connessioni relative a utenti più distanti dalla stazione radiobase; per non penalizzare tali collegamenti, nell'UL deve essere attuato un accurato controllo automatico di potenza. Il DL invece può beneficiare di un controllo di potenza in termini di interferenza nei confronti delle celle adiacenti.

Dunque, se al sistema si richiede temporaneamente una capacità oltre i limiti specificati, si determina una degradazione "morbida" di qualità e un blocco graduale per l'ingresso in rete o *soft-blocking* [35].

Le prestazioni della tecnica d'accesso CDMA dipendono fortemente dalla tratta presa in considerazione, risultando sempre penalizzato l'UPLINK; mentre infatti nel DOWNLINK, se i codici sono ortogonali e sono trascurabili gli effetti dei cammini multipli, l'interferenza tra segnali destinati all'interno della cella è idealmente nulla (interferenza interna), essa non è in genere nulla nella tratta in salita, anche in presenza di sincronismo, poiché l'attraversamento dei differenti canali di propagazione causa la perdita di ortogonalità.

Oltre all'interferenza interna, si verifica anche un fenomeno di interferenza fra le varie celle che nella tratta in discesa è dovuta ai dati trasmessi dalle stazioni

radiobase delle altre celle verso i propri terminali; questa interferenza tuttavia può essere sufficientemente contenuta, grazie alla separazione spaziale fra le varie celle che determina attenuazioni di tratta piuttosto elevate per i segnali interferenti; nel percorso in salita, effettuando un accurato controllo di potenza nei terminali mobili e in condizioni di uniformità di distribuzione di utenti e di regolarità della radiopropagazione, l'interferenza esterna risulta normalmente proporzionale a quella interna e tipicamente nell'intorno della metà di questa.

I provvedimenti che si possono adottare per ridurre l'interferenza interna di cella (per quella esterna si dovrebbero considerare accorgimenti più complicati come il *soft-handover* descritto più avanti) sono sul controllo di potenza per quanto riguarda la tratta in salita: si deve cercare di rendere tutti i segnali diretti dai terminali alla stazione radiobase dello stesso livello di potenza; un segnale deve essere di potenza non troppo elevata ma sufficiente da garantire una buona qualità in ricezione; ciò consente di evitare il tipico problema "*near-far*" secondo cui terminali vicini alla stazione radiobase vengono ricevuti meglio di quelli lontani. Un problema analogo si presenta anche sulla tratta in discesa, con la differenza che la stazione radiobase, dovendo gestire contemporaneamente un certo numero di utenti, deve, oltre ad un adeguato controllo, operare una certa ripartizione ottima della potenza utile fra i vari terminali.

La tecnica più semplice per ridurre l'interferenza media consiste nella suddivisione in settori, ossia nella copertura della cella di pertinenza di una stazione radiobase mediante più antenne direttive in luogo di una sola antenna omnidirezionale. Considerato che il CDMA utilizza ovunque la stessa banda di frequenza, se si fa riferimento ad esempio a una copertura con settori di  $120^\circ$ , che comporta la realizzazione di tre settori per stazione, per distribuzione spaziale uniforme dei terminali attivi la capacità nella tratta in salita si moltiplica per tre, proprio in ragione del fattore di riduzione dell'area da cui ciascuna antenna capta potenza interferente. Nella tratta in discesa, diversamente dalla tratta in salita, la settorizzazione non determina riduzioni del numero di sorgenti di interferenza, ossia di stazioni radiobase con il compito di assicurare comunque piena copertura

dell'area di servizio. Tuttavia si consegue un beneficio analogo a quello della tratta in salita, perché si riduce di un fattore tre il numero di terminali da servire da parte di ciascuna antenna, riducendosi così la potenza totale irradiata [40].

Annoveriamo, infine, la tecnica del *soft-handover*, impiegata nel CDMA per ridurre l'interferenza fra celle differenti e per ottenere un miglioramento di prestazioni attraverso la *macrodiversity* (diversità di spazio).

Un sistema radiomobile utilizza tecniche di handover (si potrebbe dire di "staffetta") automatico, allo scopo di evitare la terminazione forzata della connessione attiva, quando il terminale transita dall'area di copertura di una cella a quella di una cella adiacente. Si usa il termine *hard-handover* quando il passaggio da una stazione radiobase ad un'altra avviene istantaneamente (in pratica con una microinterruzione). Solitamente, un terminale mobile attua un *hard-handover* quando la potenza di segnale proveniente da una cella adiacente supera, di una certa soglia, quella del segnale prodotto dalla cella alla quale il terminale è attualmente collegato; ciò è necessario ad evitare una interferenza inter-cella eccessiva. Si ha il *soft-handover*, invece, quando il terminale, avvicinandosi al confine della cella in cui si trova, mantiene operativo il collegamento con la stazione radiobase da cui è servito, e stabilisce allo stesso tempo una connessione con la stazione di una cella adiacente; questo meccanismo si presenta quando il segnale che giunge dalla nuova cella diviene maggiore di una determinata soglia, mantenendosi tuttavia ancora al di sotto di quello relativo alla cella corrente. Fortunatamente, la struttura del segnale CDMA ben si presta alla implementazione del *soft-handover*; questo perché nell'UPLINK due o più stazioni radiobase sono in grado di ricevere lo stesso segnale grazie al valore unitario del *frequency reuse-factor*<sup>1</sup>; pertanto, il *soft-handover* non necessita di irradiazione aggiuntiva, poiché il segnale irradiato dal terminale mobile può essere captato direttamente da diverse stazioni radiobase. La

---

<sup>1</sup> Si definisce *frequency reuse-factor* (fattore di riutilizzo frequenziale) il rapporto fra il numero totale di celle del sistema radiomobile e il numero di celle che (ri)utilizzano una specifica frequenza. Le celle adiacenti di un sistema cellulare che si avvalga di FDMA o TDMA non impiegano le stesse frequenze, come accade invece nel CDMA. Il *frequency reuse-factor* detta direttamente la distanza spaziale tra celle che sfruttano le medesime frequenze; quanto più questo parametro è elevato tanto maggiore deve essere tale distanza: nel CDMA, grazie alla resistenza del sistema all'interferenza a banda stretta, spaziare eccessivamente le celle non è di primaria necessità, infatti questo schema d'accesso presenta un fattore di riutilizzo frequenziale unitario.



combinazione dei segnali a radiofrequenza, che darebbe il massimo guadagno, non è praticamente attuabile, essendo le antenne di ricezione tra loro lontane; se però le stazioni sono fra loro collegate attraverso organi di controllo (W-CDMA) [40], si possono elaborare i segnali in banda base e si può ricavare una ricostruzione dell'informazione migliore di quella ottenibile da ciascun segnale preso singolarmente; in figura 3.7, in cui abbiamo considerato due stazioni radiobase attive, questo compito è svolto dall'organo deputato al controllo (*base station controller (BSC)*).

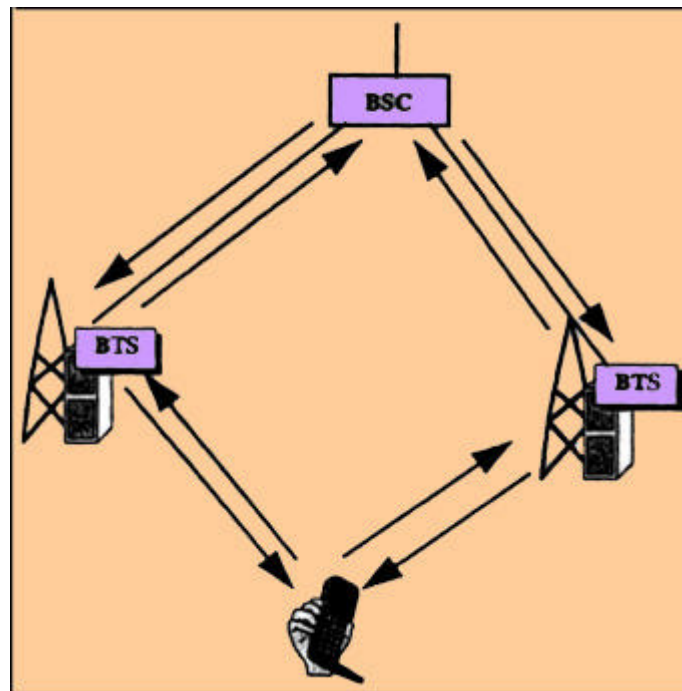


Figura 3.7: Principio del *soft-handover* con due stazioni radiobase.

Nel DOWNLINK, invece, il terminale mobile può combinare coerentemente anche a radiofrequenza (ammesso che le stazioni radiobase siano sincronizzate entro pochi intervalli di chip), e con notevoli miglioramenti di prestazioni, i segnali provenienti da differenti stazioni radiobase (in pratica due o tre) indipendentemente dalla stazione che li origina.

Come ulteriore beneficio, si attua così una versione della diversità di spazio (intesa come guadagno di diversità che deriva dalla ricezione di uno o più segnali addizionali) che consente di operare con un valore minore del rapporto segnale/rumore  $\frac{E_b}{N_0}$  fra la potenza per bit e la potenza disturbante.

### **3.3.1 DS – CDMA (*Direct Sequence – Code Division Multiple Access*)**

La più comune regola di associazione della chiave di codifica all'informazione consiste nella diretta moltiplicazione fra il segnale utile e la chiave stessa; questa tecnica si chiama “Direct Sequence-Spread Spectrum” (DS-SS). Quando al canale comune si accede usando questa tecnica, si parla di DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access). Nel DS-SS il segnale d'informazione è riconosciuto in ricezione mediante l'operazione di correlazione con la replica locale del codice PN. Se la correlazione tra tutte le chiavi ha valore nullo, l'insieme delle chiavi è ortogonale e gli altri segnali SS nel canale sono perfettamente cancellati nel ricevitore. Ciò accade idealmente se i diversi codici oltre ad essere ortogonali sono sincroni; poiché questo nella realtà non avviene, la cancellazione è solo parziale in quanto tali condizioni non risultano rigorosamente soddisfatte. Ne consegue un'interferenza da accesso multiplo con densità spettrale di potenza che cresce proporzionalmente col numero di interferenti.

La figura 3.8 mostra lo schema a blocchi di un trasmettitore DS-SS.

I dati binari vanno a moltiplicare un segnale di codice formato da un numero di bit di codice che rappresentano i “chip” il cui valore può essere +1 o -1. Per ottenere lo spreading desiderato del segnale, il rate di chip deve essere molto più elevato del rate di chip del segnale di informazione. Supponendo di usare per la modulazione di spreading la tecnica BPSK, si ottiene il segnale di figura 3.9.

In questo caso particolare si nota come vengano trasmessi 10 chip per simbolo di informazione; ciò significa che il fattore di espansione spettrale  $g_s$  è pari a 10.

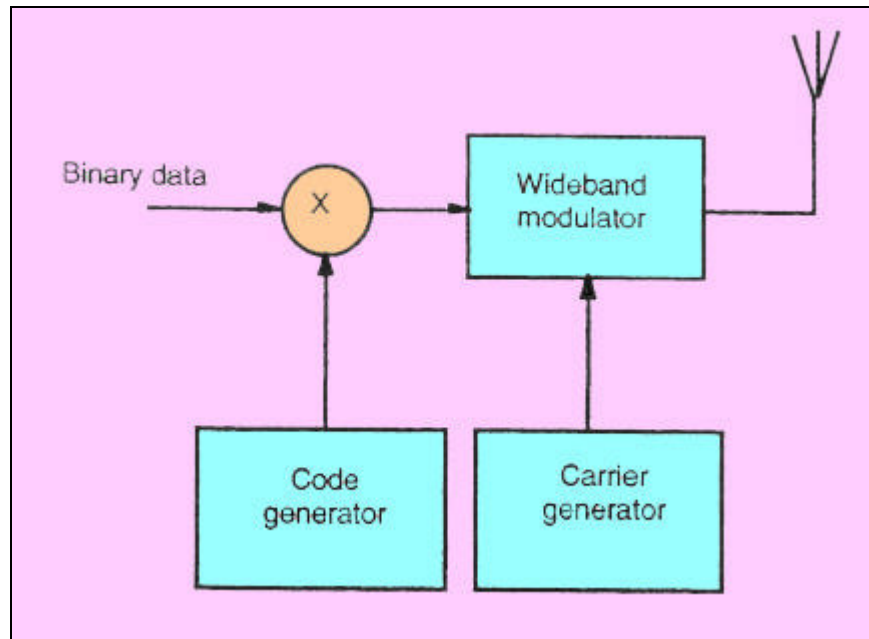


Figura 3.8: Schema a blocchi di un trasmettitore DS-SS.

Dopo la trasmissione del segnale, il ricevitore, mostrato in figura 3.10, ricompatta il segnale a spettro espanso usando una sequenza di codifica generata localmente. Per poter effettuare l'operazione in modo corretto, il ricevitore non deve soltanto conoscere la chiave di codifica utilizzata per espandere il segnale, ma deve anche assicurare la sincronizzazione fra il codice del segnale ricevuto e quello generato localmente. Acquisire e mantenere tale sincronismo risulta piuttosto difficile e, per una corretta ricezione, l'errore di sincronismo deve essere trascurabile e pari in pratica ad una frazione della durata di chip; questo aspetto è di rilevante importanza in quanto detta un limite superiore per lo spreading che, combinato alla indisponibilità di ampie bande contigue di frequenza, fornisce larghezze di banda dai 10 ai 20 Mhz. Tale sincronizzazione deve essere messa in atto all'inizio del processo di ricezione e mantenuta finché l'intero segnale sia stato ricevuto; questa funzione viene realizzata dal blocco del ricevitore denotato come “*code synchronization/tracking*”.

Successivamente al *despreading*, si ottiene un segnale modulato dai dati e, dopo la rivelazione, i dati originari possono essere ricostruiti.

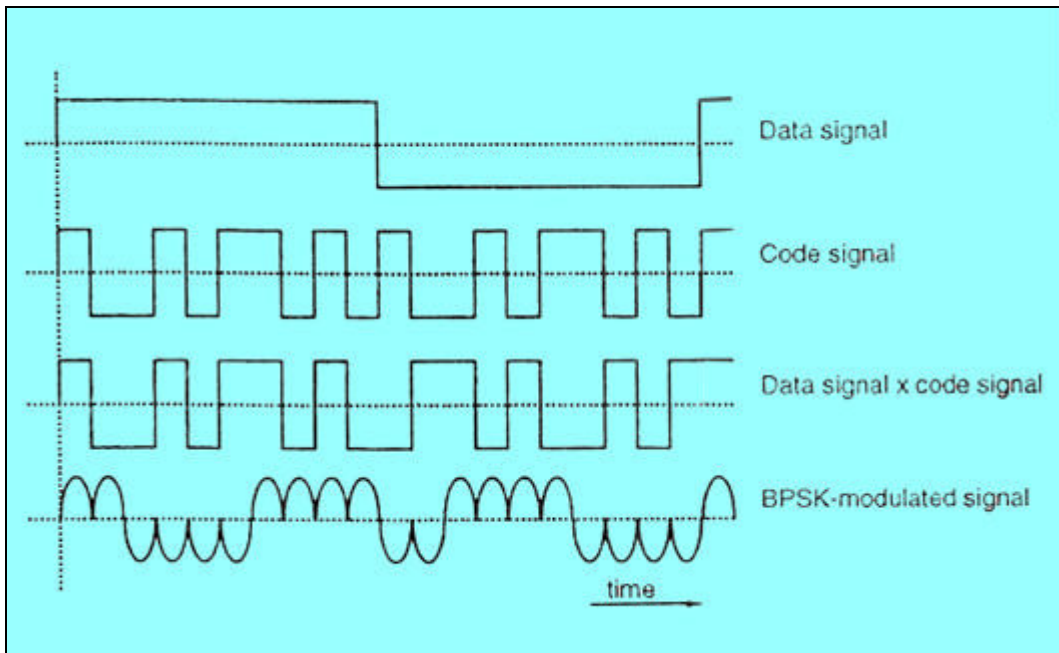


Figura 3.9: Generazione di un segnale *spread-spectrum* modulato BPSK.

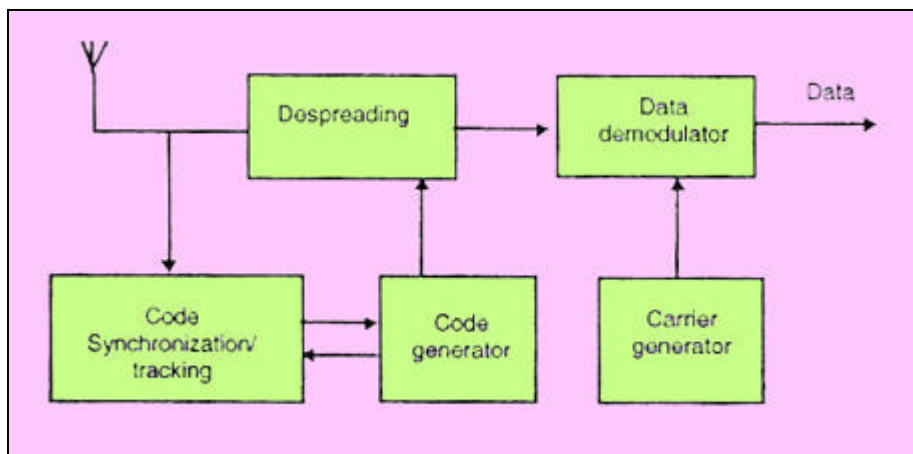


Figura 3.10: Diagramma a blocchi di ricevitore DS-SS.

Precedentemente abbiamo menzionato i principali vantaggi dei segnali a spettro espanso che sono la capacità di accesso multiplo, la reiezione dell' interferenza per multipath, la reiezione dell' interferenza a banda stretta e infine l'LPI. Analizziamo queste caratteristiche nel caso specifico del DS-CDMA.

- *Accesso multiplo*: se più di un utente impegna il canale allo stesso tempo, più segnali DS si sovrapporranno in tempo e frequenza. Al ricevitore il despreading rimuove il codice utilizzato per l'espansione; questa operazione concentra la potenza dell'utente desiderato nella banda di informazione e se la cross-correlazione fra il codice dell'utente richiesto e i codici degli interferenti risulta piccola, la rivelazione coerente disporrà soltanto una piccola parte dei segnali interferenti all'interno della banda di informazione (quella che a noi interessa), potendo così ricostruire il segnale desiderato.
- *Interferenza da multipath*: se la sequenza di codice presenta una funzione di autocorrelazione ideale che è nulla al di fuori dell'intervallo  $[-T_c, T_c]$ , dove  $T_c$  è la durata di chip, quando vengono ricevuti sia il segnale originario che una copia ritardata per più di  $2T_c$ , il despreading tratterà il segnale ritardato come una interferenza, ponendo soltanto una piccola frazione della sua potenza nella banda utile.
- *Interferenza a banda stretta*: la rivelazione coerente al ricevitore implica la moltiplicazione del segnale ricevuto per una copia della sequenza di codice generata localmente; come anche visto al trasmettitore, moltiplicare un segnale a banda stretta (in questo caso l'interferenza) per un segnale di codifica a banda larga espande lo spettro del segnale a banda stretta così che la sua potenza nella banda di informazione decresce di una quantità pari al fattore di espansione spettrale.
- *LPI*: visto che il segnale DS utilizza l'intero spettro di segnale per tutto il tempo, esso presenterà una potenza trasmessa per hertz molto bassa; ciò rende estremamente difficile captare un segnale DS-CDMA.

### 3.3.2 Ricevitore a rastrello (*rake*)

In un sistema DS-CDMA l'effetto dei cammini multipli provoca, come già è stato detto, la presenza di più repliche del segnale utile (echi) in ricezione, con diverse

ampiezze e ritardi, che risultano disperse sia in tempo che in frequenza. Facendo riferimento all'emissione di un segnale impulsivo molto breve, a causa degli echi, la durata massima del segnale ricevuto, definita opportunamente per via statistica, è il già più volte citato *delay spread* o *sparpagliamento temporale*  $T_{max}$ , e il reciproco del suo valore RMS è la banda di coerenza  $B_c$ .

Un ricevitore che non sia in grado di equalizzare gli echi o di demodularli subisce tali echi come interferenza che si aggiunge agli altri disturbi del canale. Nel CDMA, se i ritardi fra queste repliche sono maggiori della durata del segnale SS (ossia della durata di chip  $T_c$ ), il ricevitore può discriminare e demodulare ciascuna eco e, stimando i differenti ritardi, può poi eseguire la ricombinazione delle corrispondenti componenti di segnale.

Un ricevitore che operi in questo modo è noto con il nome di *ricevitore "a rastrello"* o *rake*; la figura 3.11 ne illustra il concetto.

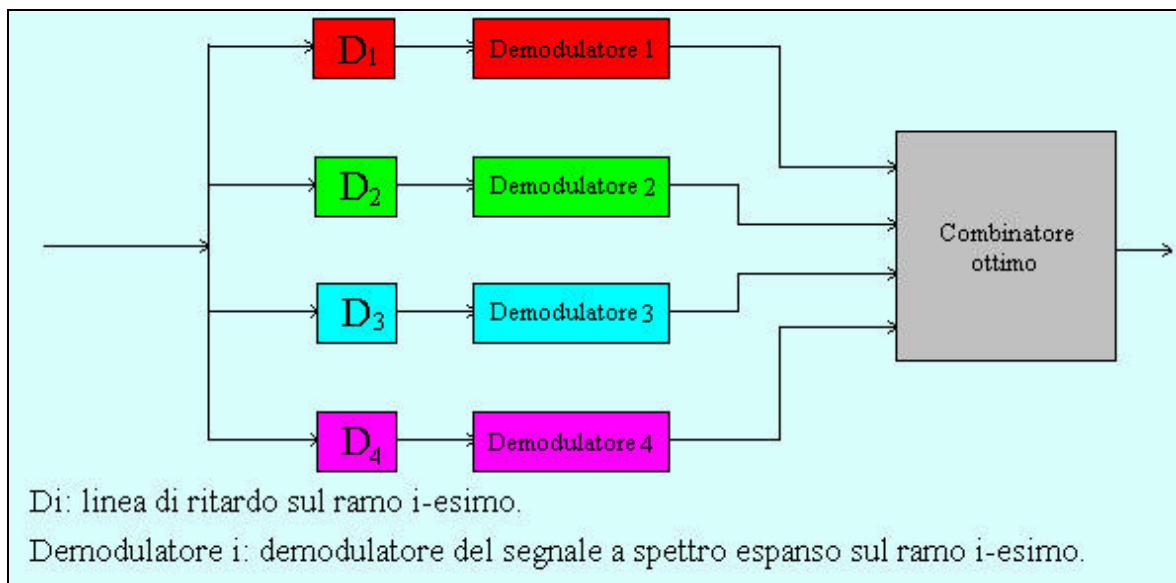


Figura 3.11: Schema a blocchi concettuale di ricevitore a rastrello.

Esso è costituito da una serie di “denti” di correlazione, ognuno atto idealmente a ricevere un’eco del segnale utile; dopo aver effettuato la correlazione combina le diverse componenti fornendo un segnale con SNR migliore di quello relativo ad ogni singola componente rivelata dal ricevitore; si ottiene dunque un “guadagno di

diversità” attribuibile alla combinazione di componenti di segnale che hanno percorso cammini differenti; questo guadagno è tanto più grande quanto maggiore è la banda del segnale SS (quanto minore è  $T_c$ ;  $B \gg 1/T_c$ ) essendo le componenti spettrali in cui il segnale è decomposto praticamente affette da multipath indipendente. Il numero di denti di correlazione dovrebbe quindi essere pari circa a  $N_c = B/B_c$ ; in effetti, il beneficio tende a ridursi, fino ad annullarsi, al crescere di  $N_c$  e valori in pratica ragionevoli sono dell’ordine di 3-4 [40].

Per effetto della mobilità, l’ambiente di propagazione varia, pertanto mutano sia i ritardi che le attenuazioni; dunque risulta necessario misurare il profilo dei ritardi e riadattare i denti del rastrello secondo necessità [41].

### **3.3.3 FH – CDMA (*Frequency Hopping – Code Division Multiple Access*)**

Un'altra variante del CDMA è l’FH-CDMA (Frequency Hopping CDMA). In questo caso la frequenza portante dell’informazione trasportata dal segnale modulato non è costante ma varia periodicamente, rimanendo la stessa per intervalli di tempo  $T_h$  e mutando poi in un altro valore. Lo schema di hopping viene deciso dalla chiave di codifica e prende il nome di “*hop-set*”.

L’occupazione di frequenza di un segnale FH-SS è consistentemente diversa da quella di un segnale DS-SS (figura 3.12); infatti, mentre un sistema DS occupa l’intera banda di frequenza quando trasmette, sebbene un sistema FH in trasmissione occupi solo una frazione di banda disponibile, l’ubicazione di questa differisce nel tempo.

Consideriamo un sistema FH che trasmetta nella banda di frequenza 2 nel primo intervallo di tempo; un sistema DS che trasmetta nello stesso periodo espande la sua potenza di segnale sulla banda intera, pertanto la potenza trasmessa nella banda 2 sarà molto minore di quella relativa al sistema FH; tuttavia, poiché il sistema DS trasmette nella banda di frequenza 2 durante tutti i time-slot mentre l’FH sfrutta

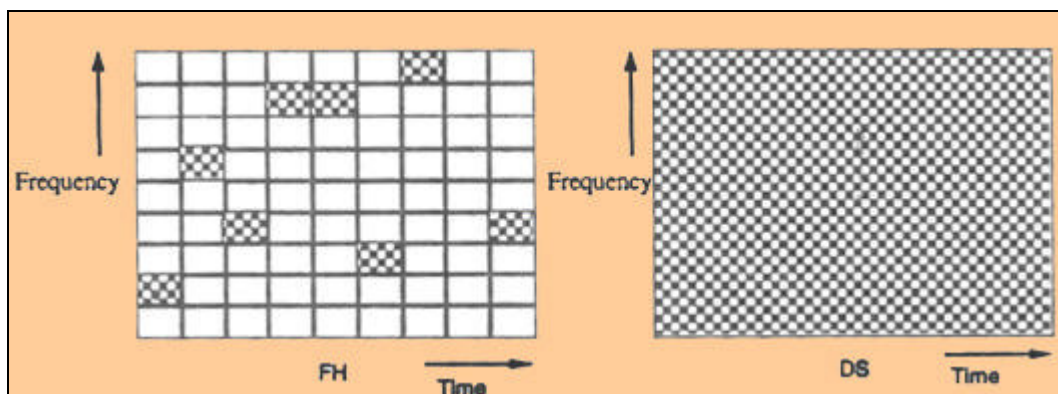


Figura 3.12: Occupazione tempo/frequenza di segnale FH e DS.

questa banda soltanto parte del tempo, in media entrambi i sistemi trasmettono la stessa potenza nella banda di frequenza.

La figura 3.13 fornisce un diagramma a blocchi di un sistema FH-CDMA; il segnale di dati viene modulato banda base; usando un sintetizzatore di frequenza controllato dal segnale di codice, la frequenza di portante viene convertita e innalzata al valore atto alla trasmissione.

Il processo inverso avviene al ricevitore; utilizzando una sequenza di codice generata localmente, il segnale ricevuto viene portato in banda base e dopo demodulazione banda base i dati vengono recuperati. Il circuito di “synchronization/tracking” assicura che i salti della portante generata localmente si sincronizzino con lo schema di hopping della portante ricevuta così da assicurare un corretto despreading del segnale.

Può accadere che la velocità con cui vari la frequenza portante sia maggiore della velocità di trasmissione di simbolo, in tal caso, poiché durante la trasmissione di un simbolo la frequenza varia più volte, ogni simbolo viene trasmesso a frequenza differente; allora si parla di F-FH (*Fast Frequency-Hopping*).



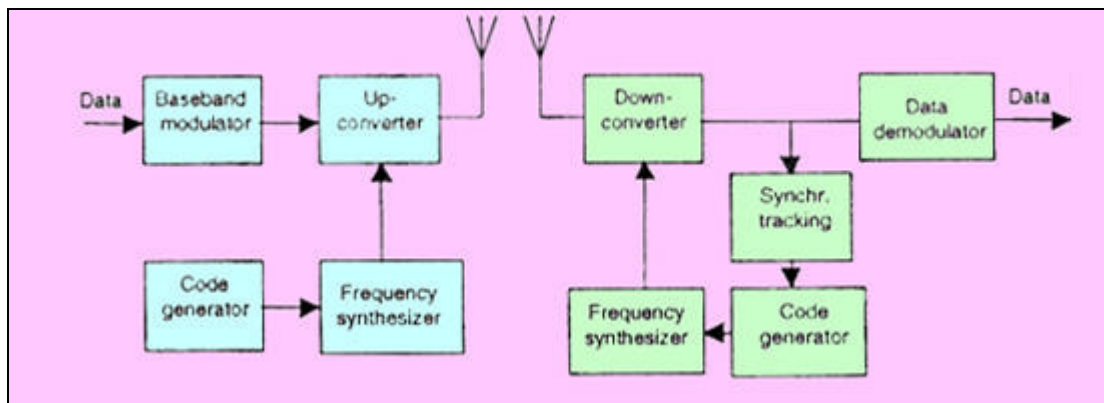


Figura 3.13: Schema a blocchi di un sistema FH-CDMA.

Al contrario, se la velocità con cui varia la frequenza è minore di quella di simbolo, si parla di S-FH (*Slow Frequency-Hopping*) e in tal caso più simboli vengono trasmessi alla stessa frequenza. Ciò è fondamentale nella determinazione della banda occupata dal segnale su una delle frequenze di hopping; infatti, la banda in questione non dipende soltanto dal segnale di informazione, ma anche dalla sagomatura del segnale di hopping e dalla frequenza di hopping. Se la frequenza di hopping è molto più piccola della banda occupata dal segnale di informazione (caso dell'S-FH), sarà principalmente la larghezza di banda di quest'ultimo a determinare la banda occupata. Se invece la frequenza di hopping risulta molto più elevata della banda del segnale utile, la banda occupata in corrispondenza ad una frequenza di hopping verrà decisa dalla sagomatura dell'impulso del segnale di hopping. Se l'impulso decade bruscamente (fornendo cambiamenti repentini di frequenza), la banda risulta molto ampia, limitando il numero di frequenze di hop. Se invece ci assicuriamo che i cambiamenti di frequenza siano abbastanza gradualmente, la banda ad ogni frequenza di hop si ridurrà di circa un fattore  $T_h$ , periodo con cui varia la frequenza di hopping; si può comunque intervenire rendendo lenti i cambiamenti di frequenza, riducendo la potenza trasmessa prima di un salto di frequenza e incrementandola dopo che il cambiamento ha preso piede.

Per gli usuali vantaggi, si ha:

- *Accesso multiplo:* è facile visualizzare come l’F-FH e l’S-FH realizzino la loro capacità di accesso multiplo: nel caso dell’F-FH un simbolo viene trasmesso in più bande di frequenza differenti; se l’utente desiderato è l’unico che trasmette nella maggior parte delle bande, la sua potenza ricevuta è notevolmente più elevata di quella dei segnali di interferenza, pertanto il segnale in questione sarà ricevuto correttamente. Per l’S-FH invece, più simboli vengono trasmessi alla medesima frequenza; se la probabilità che altri utenti trasmettano nella stessa gamma frequenziale è sufficientemente bassa, l’utente richiesto è ricevuto correttamente per la maggior parte del tempo e le poche volte che altri utenti si sovrappongono nella stessa banda, vengono impiegati codici a correzione d’errore che consentono di ricostruire i dati trasmessi relativi a quell’intervallo di tempo.
- *Interferenza da multipath:* nell’F-FH la frequenza portante varia un certo numero di volte durante la trasmissione di un simbolo, pertanto una particolare frequenza di segnale viene modulata e trasmessa su un determinato numero di portanti; questo significa che l’effetto del multipath è differente in corrispondenza delle diverse frequenze portanti; così, frequenze di segnale che vengono amplificate ad una frequenza di portante potrebbero essere attenuate ad un’altra e viceversa. Nel ricevitore, le risposte delle varie frequenze di hopping vengono mediate, riducendo così l’interferenza da multipath. Visto che solitamente viene sfruttata una combinazione di tipo non coerente, la reiezione di interferenza da multipath non è così efficace come accade nel DS-CDMA, tuttavia, da questo punto di vista, la tecnica fornisce ancora un miglioramento.
- *Interferenza a banda stretta:* supponendo che un segnale a banda stretta stia interferendo su una delle frequenze di hopping, se queste sono in numero pari a  $g_s$ , fattore di espansione spettrale, l’utente desiderato si avvarrà della frequenza dove è ubicato l’utente interferente l’ $1/g_s$  percento del tempo; pertanto l’interferenza viene ridotta di un fattore pari  $g_s$ .

- *LPI*: la difficoltà di intercettazione di un segnale FH non risiede nella sua minima potenza di trasmissione; infatti esso sfrutta tanta potenza quanto una trasmissione continua; tuttavia, la frequenza alla quale il segnale sarà trasmesso non è nota, oltre ad essere la durata di una trasmissione a quella particolare frequenza abbastanza breve. Pertanto, sebbene un segnale FH sia più prontamente intercettabile di uno DS, riuscire nell'impresa risulta piuttosto arduo.

### **3.3.4 TH – CDMA (*Time Hopping – Code Division Multiple Access*)**

L'ultima strategia di CDMA che andiamo ad introdurre è il *time-hopping*.

In questa eventualità, il segnale di dati viene trasmesso a rapidi impulsi e ad intervalli di tempo determinati dal codice assegnato all'utente. L'asse temporale viene suddiviso in trame ed ogni trama in time-slot. Durante ogni trama, l'utente trasmette in uno degli  $M$  time-slot; in quale dipende sempre dal suo segnale di codice.

Visto che l'utente è forzato a trasmettere tutte le sue informazioni in uno anziché in  $M$  time-slot, la frequenza binaria di cui necessita per la trasmissione risulta moltiplicata di un fattore  $M$ . Nello schema di figura 3.14, viene rappresentato un diagramma a blocchi dell'intero sistema TH-CDMA. La figura 3.15 invece rappresenta la disposizione del sistema nel piano tempo-frequenza; confrontando tale schema con quello relativo all'FH-CDMA, notiamo come il TH-CDMA usi l'intero spettro per brevi intervalli di tempo anziché parti dello spettro (a limite) per tutto il tempo.

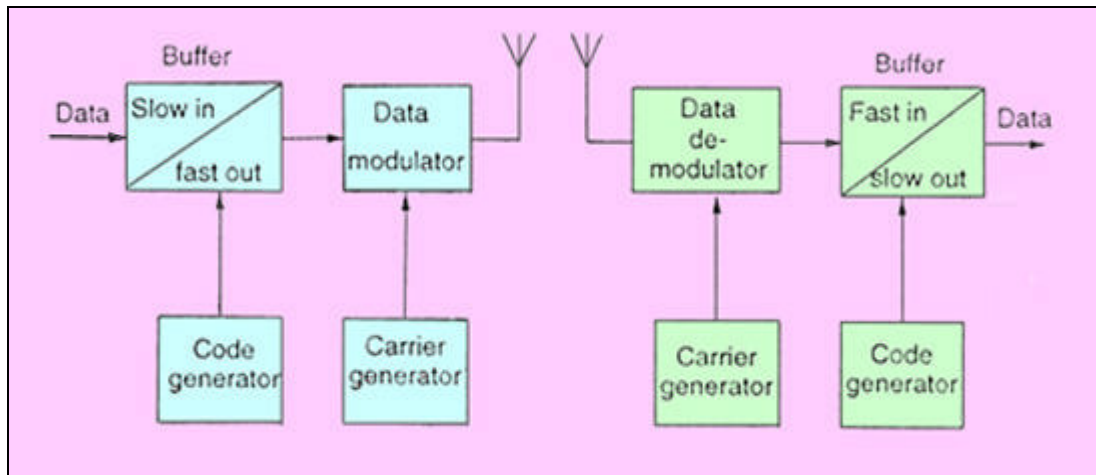


Figura 3.14: Schema a blocchi di un sistema TH-CDMA.

Per quanto riguarda i vantaggi del sistema, si ha:

- *Accesso multiplo*: la capacità di accesso multiplo di un sistema TH-CDMA è acquisita alla stessa maniera di un sistema FH-CDMA, cioè rendendo piccola, in questo caso, la probabilità di trasmissione contemporanea da parte di utenti multipli, visto che le trasmissioni avvengono tutte nella intera gamma di frequenza. Ciò viene ottenuto nuovamente assegnando un codice differente ad ogni utente; ad ogni modo, se avvenissero trasmissioni nello stesso intervallo di tempo, i codici a correzione di errore consentirebbero il recupero dell'informazione.

Si può notare come, se ci sia sincronizzazione fra gli utenti e i codici siano tali da non permettere più di una trasmissione per time-slot, il CDMA si riduca ad uno schema TDMA dove il time-slot in cui il generico utente invia le sue informazioni non è fisso ma varia di trama in trama.

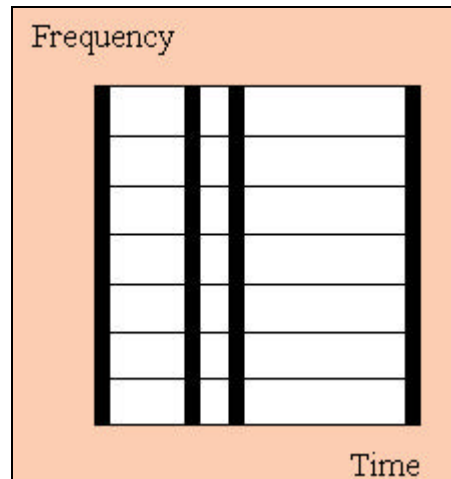


Figura 3.15: Piano tempo-frequenza nel TH-CDMA.

- *Interferenza da multipath:* nel TH-CDMA, un segnale viene trasmesso in un intervallo temporale ridotto. La velocità di segnalazione pertanto aumenta e la dispersione del segnale ora conduce alla sovrapposizione di bit adiacenti; ciò significa che in termini di reiezione di interferenza da multipath non si trae alcun beneficio.
- *Interferenza a banda stretta:* poiché un segnale TH-CDMA viene trasmesso in tempo ridotto di un fattore pari a  $g_s$ , in ricezione il segnale interferente viene ricevuto soltanto l' $1/g_s$  percento del tempo, riducendo la potenza di interferenza di un fattore  $g_s$ .
- *LPI:* in questo caso, la frequenza alla quale l'utente trasmette è costante ma sono ignoti e peraltro molto brevi i periodi di tempo nei quali avverrà la trasmissione. Specialmente quando più utenti stiano trasmettendo, risulta difficile ad "ascoltatori" indesiderati distinguere l'inizio e la fine della trasmissione e decidere quale trasmissione appartenga ad un determinato utente.

Con questo caso particolare della strategia d'accesso CDMA, termina la nostra casistica, anche se annoveriamo la possibilità di combinare fra loro le tre tecniche di CDMA discusse (*hybrid-pure-CDMA*) per poter trarre i vantaggi più spiccati che

caratterizzano ognuna; tuttavia, sono da elencare anche alcuni punti che giocano a sfavore della tecnica d'accesso analizzata; rileviamo in particolare:

- nel DS-CDMA, la *difficoltà di sincronizzazione* fra il segnale di codice generato localmente ed il segnale ricevuto; in merito a questo, il ricevitore dovrà essere tanto più preciso nell'operazione quanto più si vuole migliorare la ricezione;
- nel DS-CDMA, la presenza del *problema near-far*; infatti la potenza ricevuta alla stazione radiobase da utenti ad essa più vicini è molto più alta di quella che giunge dai terminali posti alla periferia della cella. Poiché un utente trasmette in maniera continua e su tutta la banda, se questo si trova in prossimità al radio-node, crea costantemente una quantità di interferenza tale da impedire la ricezione corretta dei terminali più lontani. Ciò obbliga all'adozione di algoritmi per il controllo della potenza che permettano la ricezione di tutti gli utenti con lo stesso livello di potenza media. La realizzazione di questo controllo si rivela abbastanza difficoltosa a causa dei ritardi di *feedback*, stime imprecise di potenza e condizioni di traffico;
- nell'FH-CDMA la *necessità di un sintetizzatore di frequenza*;
- nell'FH-CDMA un *aumento nell'occupazione spettrale* dovuto a bruschi cambiamenti del segnale in corrispondenza dei salti di frequenza; per evitarlo, il segnale deve essere gradualmente aumentato e diminuito quando la frequenza varia;
- nell'FH-CDMA la *demodulazione coerente complessa* a causa di problemi nel mantenere un riferimento di fase coerente fra gli hops;
- nel TH-CDMA una *discrepanza tra il lungo periodo di tempo prima che il codice venga sincronizzato ed il tempo ridotto a disposizione del ricevitore per realizzare la sincronizzazione*.

Il prossimo capitolo di questo lavoro sarà dedicato all'abbinamento delle strategie di accesso multiplo qui studiate con la tecnica di modulazione OFDM discussa nel capitolo 2.

# CAPITOLO 4

## OFDM E TECNICHE DI ACCESSO MULTIPLO AL CANALE

### 4.1 MODULAZIONE MULTIPORTANTE (MC) E DIVERSITA'

Uno schema di trasmissione dati robusto, operante in canale tempo-variante e affetto da multipath, richiede uno specifico progetto di sistema che permetta di sfruttare efficientemente la diversità. La modulazione *multicarrier (MC)* basata su OFDM, combinata alla tecnica di interleaving e decodifica di canale a decisione soft fornisce effettivamente una potente strategia. Oltre ad essere utilizzata nel broadcasting, tale trasmissione è stata studiata per i sistemi radiomobili che facciano uso di MC-TDMA (*Multi Carrier-Time Division Multiple Access*) ed MC-FDMA (*Multi Carrier-Frequency Division Multiple Access*).

Lo spreading dei simboli di dati su molteplici portanti, in un sistema OFDM, è invece stato introdotto in apparati MC-CDMA (*Multi Carrier-Code Division Multiple Access*) per la tratta di DOWNLINK di sistemi radiomobili; i vantaggi sostanziali dell'MC-CDMA compaiono proprio nel DL, dove possono essere realizzati ricevitori efficienti e di complessità minima e può essere implementata una stima di canale piuttosto versatile. Per l'UPLINK, invece, sono necessarie tecniche di accesso multiplo più complesse, che permettano di combattere l'incremento di interferenza multiutente (MUI).

I tre schemi di trasmissione multiportante OFDM, che si ottengono dalla combinazione di tale tecnica di modulazione con le tre strategie di accesso al canale analizzate nel precedente capitolo (e dunque OFDM-FDMA, OFDM-TDMA, OFDM-CDMA o analogamente MC-FDMA, MC-TDMA, MC-CDMA), possono avvalersi della diversità se al ricevitore sono disponibili molteplici repliche attenuate ed indipendenti della medesima informazione. Nel caso di trasmissione



MC, la diversità in frequenza  $D_f$  viene sfruttata se la separazione delle sottoportanti che trasmettono la stessa informazione eccede la banda di coerenza del canale; così, il valore massimo della diversità in frequenza è approssimabile col rapporto fra la larghezza di banda  $B$  del segnale e la banda di coerenza del canale [3]. Analogamente, la diversità di tempo  $D_t$  può essere sfruttata se la separazione fra simboli OFDM successivi che trasportino la medesima informazione supera il tempo di coerenza del canale<sup>1</sup>; un numero  $N_s$  di simboli OFDM adiacenti di durata  $T_s$  genera una trama OFDM di durata  $T_{fr} = N_s (T_s + T_g)$ , dove  $T_g$  rappresenta la durata dell'intervallo di guardia; la massima diversità di tempo raggiungibile nella durata di una trama OFDM viene approssimata mediante il rapporto fra la durata di una trama ed il tempo di coerenza del canale  $T_c$ .

Un sistema che sfrutti sia la diversità nel tempo che quella in frequenza può raggiungere la diversità globale data da:

$$D = D_f D_t \quad (4.1).$$

Un buon progetto di sistema multiportante dovrebbe permettere di ottenere il massimo rendimento dalla diversità disponibile; ad esempio, la medesima informazione dovrebbe essere trasmessa su diverse sottoportanti e da diversi simboli OFDM, in modo da ottenere un fading scorrelato in entrambe le dimensioni. Ulteriormente poi, parametri di diversità come spazio, angolo o polarizzazione possono in qualche modo contribuire ad accrescere la diversità globale di sistema.

In una struttura MC, qualunque sia la strategia di accesso multiplo adottata, la risorsa trasmissiva può essere rappresentata da una griglia nelle due dimensioni tempo-frequenza, con l'asse temporale suddiviso in time-slot e l'asse delle frequenze in sottobande alle quali competono delle sottoportanti impiegate per la trasmissione parallela dei dati.

---

<sup>1</sup>Per "tempo di coerenza" del canale intendiamo la durata temporale in cui le caratteristiche di canale non varino apprezzabilmente.

## 4.2 OFDM – FDMA

In un sistema OFDM-FDMA, i simboli di dati relativi a differenti utenti vengono trasmessi su distinte sottoportanti come si vede in figura 4.1. L'asse verticale relativo alle sottoportanti rappresenta l'asse delle frequenze, mentre quello orizzontale, relativo ai simboli OFDM, è l'asse temporale; qui viene mostrato il caso di due utenti attivi.

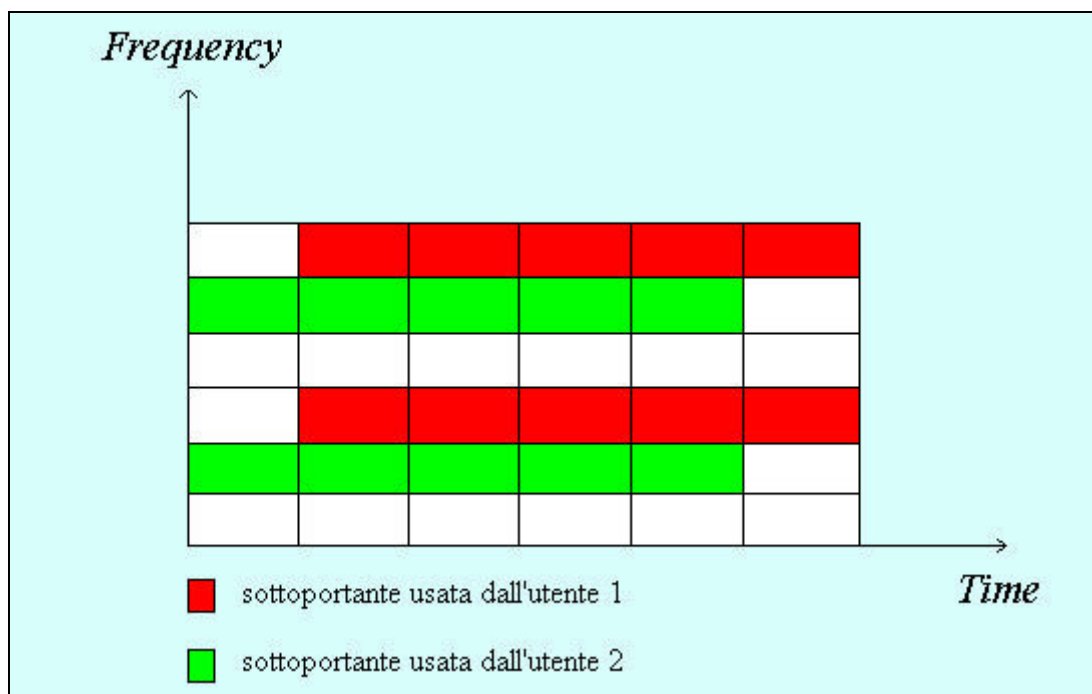


Figura 4.1: OFDM-FDMA.

Il generico utente non ha quindi a disposizione la banda intera, ma solo un determinato numero di sottoportanti per la durata di più time-slot; tuttavia la trasmissione viene effettuata in maniera continuativa nel tempo visto che, una volta attribuite, le sottoportanti sono ad uso esclusivo dell'utente fino a che non venga attuata una nuova politica di assegnazione.

Questo schema trasmissivo è affetto da ICI e da interferenza multiutente (MUI); è invece abbastanza robusto nei confronti di ISI.

Per quanto riguarda l'ICI, essendo le diverse sottoportanti utilizzate da molteplici utenti, il loro sincronismo risulta piuttosto difficile da garantire, verificandosi pertanto una perdita di ortogonalità. Per questo motivo, si utilizzano bande di guardia in frequenza, nel senso che alcune sottoportanti prive di informazione vengono sfruttate soltanto al fine di garantire una maggiore spaziatura fra quelle attive, riflettendosi ciò in un uso poco efficiente della banda disponibile. Inoltre, poiché la presenza di MUI può provocare in ricezione un eccesso di potenza da parte di alcuni utenti rispetto ad altri, la possibilità che alcuni di questi vengano oscurati porta alla necessità di un efficace controllo di potenza.

L'interferenza intersimbolica, invece, è tanto più ridotta quanto più un simbolo OFDM è lungo, e può essere completamente evitata mediante l'uso di un intervallo di guardia, permettendo di minimizzare processi di equalizzazione altrimenti necessari in misura più consistente.

Se i differenti utenti sfruttano un interleaving in frequenza delle sottoportanti, questo permette di avvalersi dell'intera, potenziale diversità in frequenza del canale radiomobile, tenendo presente che la diversità globale (come prima definita) in uno schema di questo tipo assume valore unitario e che per trarne beneficio non può prescindere dall'uso di codifica di canale. Le prestazioni in un canale radiomobile di un sistema OFDM-FDMA privo di codifica risultano scadenti, visto che la non selettività in frequenza del singolo sottocanale provoca una dominante degradazione se questo risulta fortemente attenuato.

### **4.3 OFDM – TDMA**

Come spiegato nel capitolo precedente, nella tecnica di accesso TDMA l'intera banda viene allocata ad un singolo utente per una durata pari ad un certo numero di time-slot, durante i quali esso trasmette un numero di simboli pari al numero di sottoportanti (uno per portante) in cui l'intero spettro è stato suddiviso.

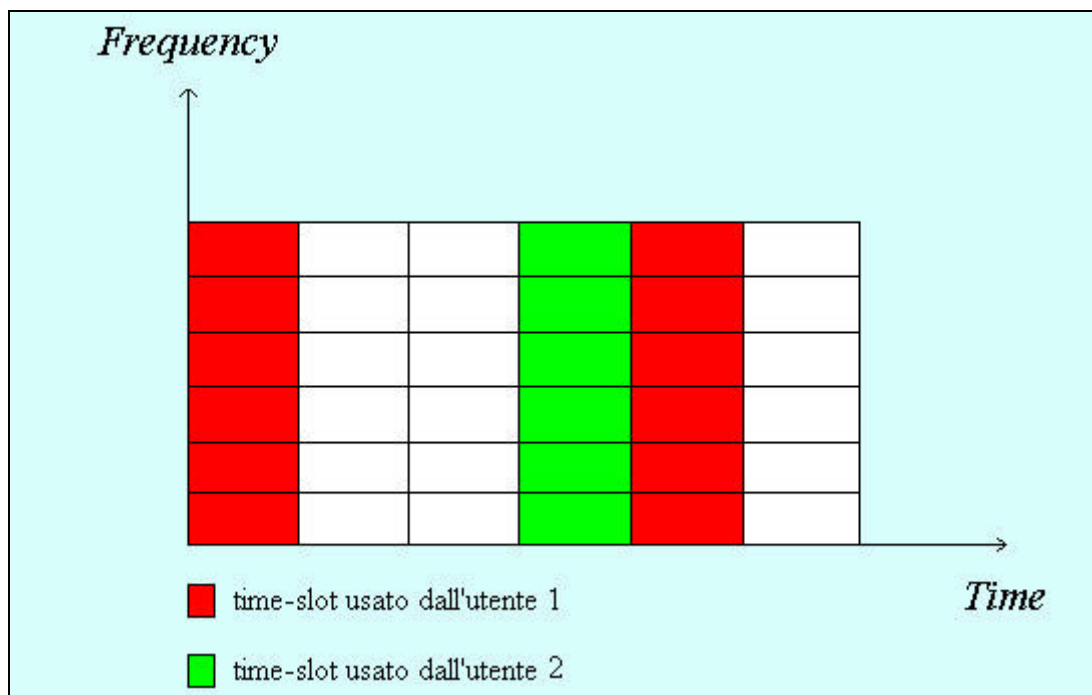


Figura 4.2: OFDM-TDMA.

Lo schema in questione corrisponde al meccanismo di trasmissione attuato in un sistema OFDM “puro”, a differenza del quale però, la trasmissione non avviene da parte di un singolo utente nei differenti istanti di tempo, ma di molteplici che inviano le proprie informazioni su assegnazione della risorsa trasmissiva, in base ad uno schema di moltiplicazione nel tempo. L’assegnazione del mezzo di trasmissione può avvenire sia in maniera *random* che controllata; in quest’ultimo caso è necessaria informazione aggiuntiva che un organo di controllo è tenuto ad inviare ai fruitori della rete.

Al contrario di ciò che accadeva nell’OFDM-FDMA, come visto prima, in un sistema OFDM-TDMA, la presenza di MUI è minimizzata, grazie al fatto che utenti differenti trasmettono in istanti di tempo distinti, e ridotta a quella proveniente da celle adiacenti a quella in esame che facciano uso delle sue stesse sottoportanti. Inoltre, mantenendo fra i vari sottocanali una certa sincronizzazione e ortogonalità, non è richiesto l’uso di bande di guardia in frequenza, conducendo ad uno sfruttamento efficiente dello spettro disponibile.

Uno svantaggio di questo apparato è la presenza di ICI fra portanti adiacenti, imputabile alla non perfetta sincronizzazione di portante in ricezione dettata dal rumore di fase del collegamento; questo si ripercuote nella nascita di interferenza intersimbolica, principale inconveniente di tale schema trasmissivo e causa della complessità realizzativa del ricevitore; se si fa uso di intervalli di guardia temporali, l'ISI può comunque essere evitata.

In merito allo sfruttamento della diversità di canale, valgono le stesse considerazioni dell'OFDM-FDMA; è pertanto necessaria una codifica di canale.

#### **4.4 OFDM – CDMA**

Sfruttando la combinazione dell'OFDM con la strategia di accesso a divisione di codice, ogni utente può trasmettere contemporaneamente agli altri su tutta la banda disponibile, come illustrato in figura 4.3. Ad ogni utente viene assegnato un codice ortogonale a tutti gli altri (o un insieme di codici tra quelli disponibili) e può così trasmettere su ogni sottoportante per tutto il tempo necessario all'invio delle sue unità informative, o per l'intera durata dei time-slot che gli sono stati assegnati dall'organo preposto al controllo della risorsa trasmissiva. In questo caso allora, risulta di utilità pratica passare dalla rappresentazione tempo-frequenza ad una rappresentazione tempo-codice, fornendo una matrice all'interno della quale viene indicato quale time-slot e quale codice è stato assegnato all'utente per inviare le proprie informazioni (figura 4.4).

L'OFDM-CDMA, grazie all'ortogonalità di cui godono i codici CDMA e le sottoportanti OFDM, è in grado di mitigare l'interferenza multiutente e l'ICI, anche se non rende il sistema completamente immune. Se il canale fosse ideale, al fine di ricostruire esattamente il segnale trasmesso, sarebbe sufficiente semplicemente moltiplicare il segnale ricevuto per il codice d'utente desiderato.

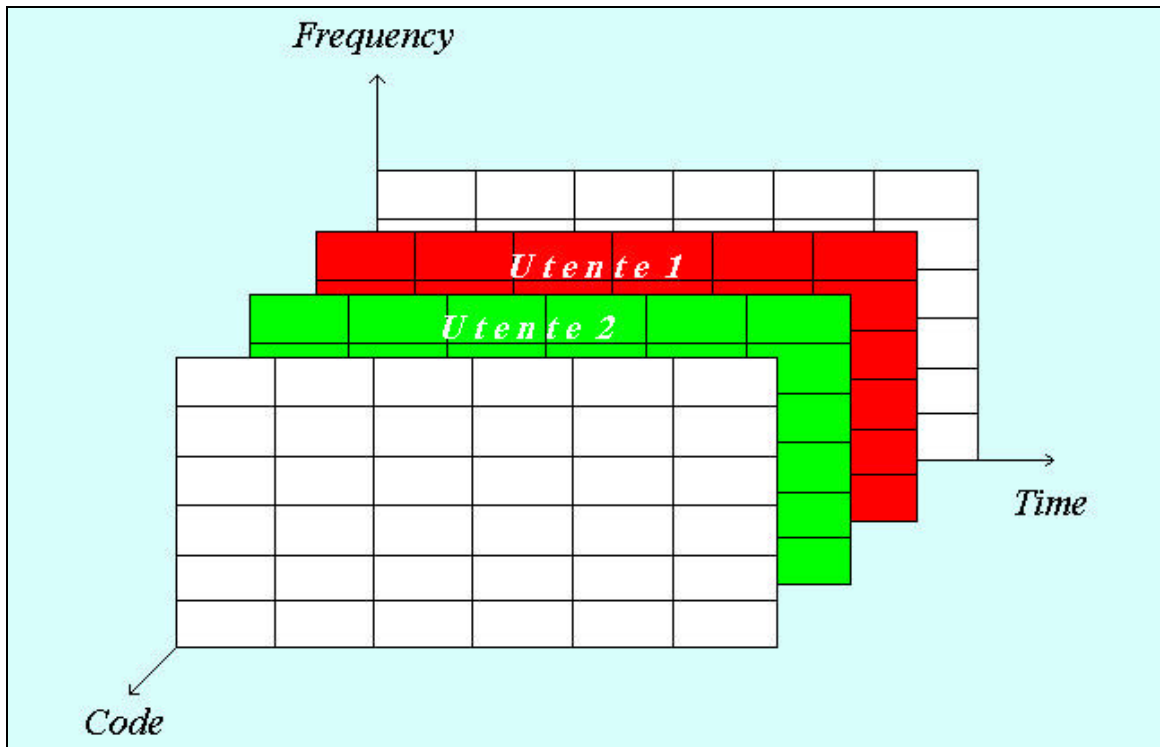


Figura 4.3: OFDM-CDMA.

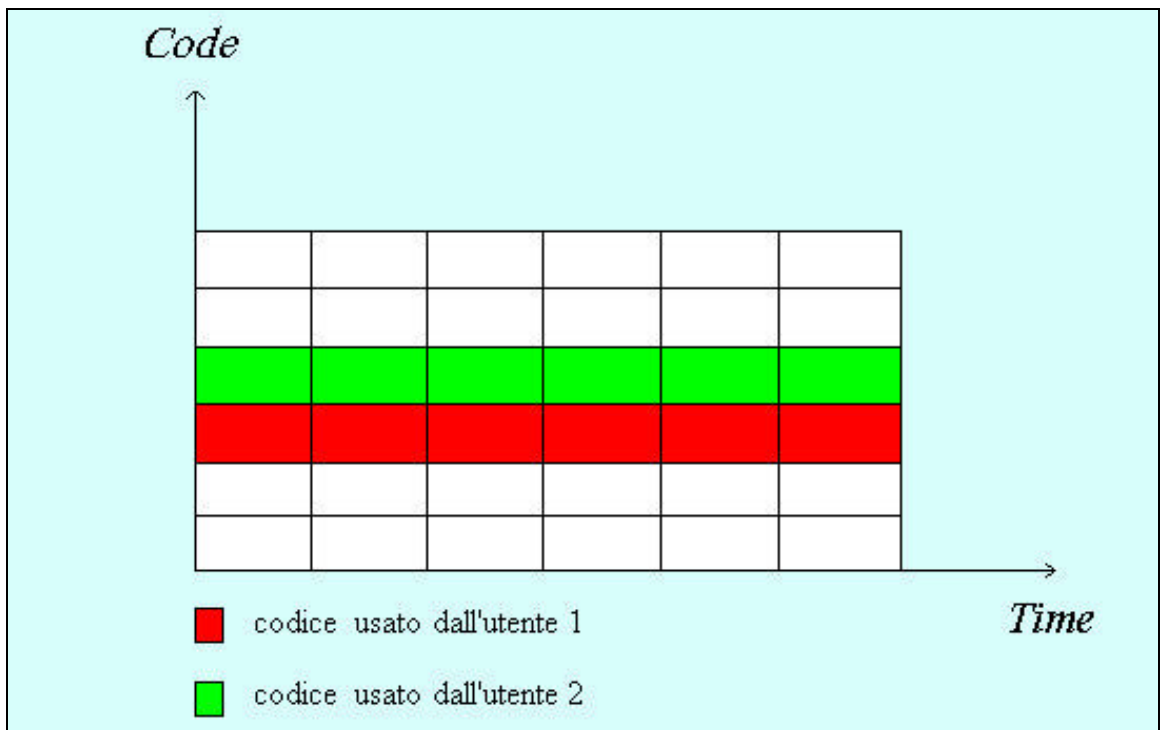


Figura 4.4: Matrice dei codici.

In particolare, ogni simbolo di dati viene espanso su tutte le  $M$  sottoportanti a disposizione mediante uno specifico codice di spreading di lunghezza  $M$  per utente; l'interferenza multiutente viene ridotta in ricezione sfruttando un equalizzatore *one-tap* recuperando così, per quanto possibile, l'ortogonalità fra gli specifici codici d'utente che potrebbe essere persa.

Al contrario dei sistemi OFDM-FDMA e OFDM-TDMA, la trasmissione OFDM-CDMA senza codifica di canale può sfruttare la diversità globale  $D$  che è così limitata:

$$D \leq M \quad (4.2).$$

Il sistema di trasmissione OFDM-CDMA trasmette dunque il segnale originale sfruttando un dato codice di spreading nel dominio della frequenza [36]; in altre parole, con riferimento al DS-SS (cfr. capitolo 3), i chip, ottenuti dalla moltiplicazione fra il simbolo appartenente ad un generico utente e il codice, vengono trasmessi sulle differenti sottoportanti OFDM. In questo modo, lo stesso simbolo d'utente viene trasmesso su ogni sottoportante, attenuando considerevolmente gli effetti del fading selettivo in frequenza.

Consideriamo dapprima la tratta di DL di una wLAN che si avvalga di trasmissione OFDM-CDMA, come schematizzato in figura 4.5.

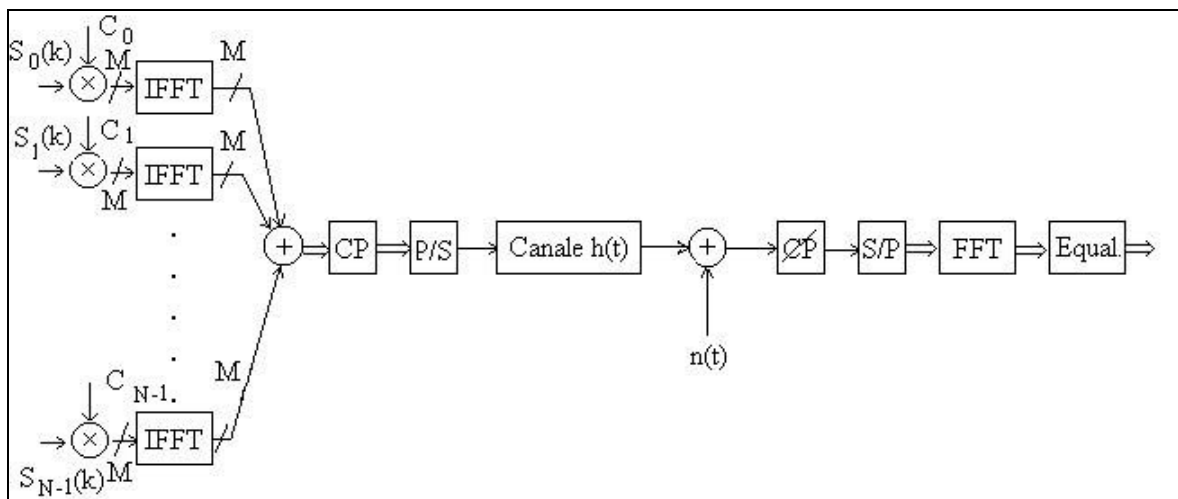


Figura 4.5: Schema di ricetrasmisione OFDM-CDMA: tratta di DOWNLINK.

Nella figura,  $S_0(k), S_1(k), \dots, S_{N-1}(k)$  rappresentano le sequenze di simboli, già modulati, da inviare agli  $N$  radio terminal della cella. Ogni sequenza viene moltiplicata per il codice relativo all'utente cui è destinata; tale codice viene scelto, come ormai dovremmo sapere, tra un insieme di codici ortogonali  $C_0, C_1, \dots, C_{N-1}$  (ad esempio i codici di Walsh Hadamard). A valle del prodotto viene eseguita l'operazione di IFFT sulle sequenze così ottenute:

$$S_l(n) = c_l(0), c_l(1), \dots, c_l(M-1) \quad (4.3),$$

dove l'indice  $l$  contraddistingue l' $l$ -esimo utente ( $l=0, \dots, N-1$ ) e  $S_l(n)$  rappresenta il coefficiente  $n$ -esimo della sequenza  $l$ -esima, mentre  $c_l(0), c_l(1), \dots, c_l(M-1)$  sono gli elementi del codice  $C_l$ . Il numero di elementi dell'insieme dei codici  $C_0, C_1, \dots, C_{N-1}$  deve essere almeno pari al numero  $N$  di utenti cui si deve consentire l'accesso al canale, al fine di poter distinguere i vari flussi in ricezione; il numero di elementi (chip) di ogni sequenza di codice è invece pari al numero  $M$  di sottoportanti che si decide di utilizzare per la trasmissione; se la lunghezza del codice è maggiore del numero delle sottoportanti, alcuni elementi non verranno utilizzati.

Dopo l'operazione di IFFT, i diversi flussi vengono sommati, procedendo quindi, come nel classico schema OFDM, all'inserimento del prefisso ciclico e alla conversione dei dati da flusso parallelo a flusso seriale; quindi avviene la trasmissione attraverso il canale.

Facendo riferimento all' $l$ -esimo utente, possiamo scrivere l'espressione del segnale banda base [36]:

$$s_l(t) = \sum_{n=0}^{M-1} S_l(n) c_l(n) p_s(t - iT_s) e^{j2\pi f_n(t - iT_s)} \quad (4.4),$$

dove:



- $[c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(M-1)]$  corrispondono agli elementi del codice  $C_i$  adottato tra quelli dell'insieme dei codici ed utilizzato per la trasmissione del flusso di dati relativo all' $i$ -esimo utente;
- $f_0, f_1, \dots, f_{M-1}$  è il set delle frequenze corrispondenti alle  $M$  sottoportanti OFDM;
- $T_s$  è la durata di un simbolo OFDM che ingloba anche quella del prefisso ciclico;
- $p_s(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$  rappresenta l'impulso sagomatore del simbolo (cfr. capitolo 2) scelto rettangolare, di durata  $T_s$  ed ampiezza unitaria.

Il segnale globale trasmesso sul collegamento di DOWNLINK sarà pari a:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{N-1} s_l(t) \quad (4.5).$$

Passando ad una analisi in frequenza, riprendendo in esame la (4.3) che esprimeva il coefficiente  $n$ -esimo della sequenza  $l$ -esima relativa all' $i$ -esimo utente moltiplicato per la relativa sequenza di codice, la sequenza risultante dalla somma di tutte quelle corrispondenti agli  $N$  flussi di dati presenti sarà:

$$\sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(0), \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(1), \dots, \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(M-1) \quad (4.6),$$

essendo ognuno dei coefficienti di questa sequenza trasmesso su una delle  $M$  sottoportanti ortogonali del sistema.

Schematizzando il passaggio attraverso il canale mediante il prodotto tra la sequenza nella (4.6) e i coefficienti della funzione di trasferimento del canale (DFT della risposta impulsiva) e sommando l'effetto del rumore AWGN, si possono esprimere i coefficienti della sequenza ricevuta dal  $j$ -esimo utente come:

$$\begin{aligned}
 R_j(0) &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(0) H_j(0) + N_j(0) \\
 R_j(1) &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(1) H_j(1) + N_j(1) \\
 &\vdots \\
 R_j(M-1) &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(M-1) H_j(M-1) + N_j(M-1)
 \end{aligned} \tag{4.7},$$

avendo indicato con  $H_j(0)$ ,  $H_j(1)$ , ...,  $H_j(M-1)$  i coefficienti della risposta in frequenza del canale relativo al  $j$ -esimo utente e con  $N_j(0)$ ,  $N_j(1)$ , ...,  $N_j(M-1)$  i coefficienti in frequenza del rumore di tipo AWGN.

In ricezione, questi simboli vengono sottoposti ad un processo di equalizzazione al fine di poter recuperare il dato originario. Le tecniche di equalizzazione sono svariate; in questa sede, supponiamo di adottare la strategia dell'*Equal Gain Combining (EGC)* [37], la quale consiste nel dividere il coefficiente ricevuto dal  $j$ -esimo utente per quello della risposta in frequenza relativo alla sottoportante sulla quale il dato è stato trasmesso. Questa tecnica rappresenta un buon compromesso fra semplicità realizzativa hardware e prestazioni in termini di BER; come svantaggio presenta la potenziale amplificazione del rumore su una o più frequenze, nell'eventualità in cui i coefficienti della risposta in frequenza, che vanno a dividere anche quelli di rumore, risultassero minori di uno; al limite, per valori nulli della funzione di trasferimento, si otterrebbe una amplificazione infinita del rumore che non consentirebbe il recupero dei dati trasmessi su determinate frequenze. Il fatto che lo stesso simbolo venga trasmesso su tutte le portanti è comunque in grado di mitigare gli effetti di questo inconveniente.

Questa tecnica prevede una stima della risposta impulsiva di canale e quindi della risposta in frequenza; non considerando dunque l'errore di stima, i dati equalizzati vengono espressi come:

$$\begin{aligned}
 \tilde{R}_j(0) &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(0)_{\text{ce}} + \frac{N_j(0)}{H_j(0)} \\
 \tilde{R}_j(1) &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(1)_{\text{ce}} + \frac{N_j(1)}{H_j(1)} \\
 &\vdots \\
 \tilde{R}_j(M-1) &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l(n) c_l(M-1)_{\text{ce}} + \frac{N_j(M-1)}{H_j(M-1)}
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Estrapolando dalle sommatorie gli addendi relativi al j-esimo utente, si ottiene:

$$\begin{aligned}
 \tilde{R}_j(0) &= S_j(n) c_j(0) + \sum_{\substack{l=0, l \neq j \\ l=0, l \neq j}}^{N-1} S_l(n) c_l(0)_{\text{ce}} + \frac{N_j(0)}{H_j(0)} \\
 \tilde{R}_j(1) &= S_j(n) c_j(1) + \sum_{\substack{l=0, l \neq j \\ l=0, l \neq j}}^{N-1} S_l(n) c_l(1)_{\text{ce}} + \frac{N_j(1)}{H_j(1)} \\
 &\vdots \\
 \tilde{R}_j(M-1) &= S_j(n) c_j(M-1) + \sum_{\substack{l=0, l \neq j \\ l=0, l \neq j}}^{N-1} S_l(n) c_l(M-1)_{\text{ce}} + \frac{N_j(M-1)}{H_j(M-1)}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

A questo punto, per estrarre il simbolo n-esimo trasmesso verso il j-esimo utente, è sufficiente moltiplicare la sequenza equalizzata per il valore complesso coniugato del codice corrispondente.

Utilizzando una notazione matriciale, possiamo scrivere:

$$\begin{aligned}
 \left( c_j^*(0), c_j^*(1), \dots, c_j^*(M-1) \right)_{\text{ce}} & \begin{pmatrix} \tilde{R}_j(0) = S_j(n) c_j(0) + \sum_{\substack{l=0, l \neq j \\ l=0, l \neq j}}^{N-1} S_l(n) c_l(0)_{\text{ce}} + \frac{N_j(0)}{H_j(0)} \\ \tilde{R}_j(1) = S_j(n) c_j(1) + \sum_{\substack{l=0, l \neq j \\ l=0, l \neq j}}^{N-1} S_l(n) c_l(1)_{\text{ce}} + \frac{N_j(1)}{H_j(1)} \\ \vdots \\ \tilde{R}_j(M-1) = S_j(n) c_j(M-1) + \sum_{\substack{l=0, l \neq j \\ l=0, l \neq j}}^{N-1} S_l(n) c_l(M-1)_{\text{ce}} + \frac{N_j(M-1)}{H_j(M-1)} \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

$$= M \sum_{k=0}^{M-1} c_j^*(k) \frac{N_j(k)}{H_j(k)} = \hat{R}_j(n) \quad (4.10).$$

Nella moltiplicazione si è tenuto conto che i prodotti fra codici appartenenti ad utenti differenti sono nulli per la loro ortogonalità, ribadendo le condizioni ideali di esatta conoscenza dei coefficienti della risposta in frequenza e di perfetto sincronismo di portante.

Questo risultato è valido per la tratta di DL; volendo trovare una espressione analoga per l'UPLINK, ci si può riferire allo schema di figura 4.6: ogni utente invia ancora un simbolo OFDM alla volta moltiplicandolo per il codice assegnatogli su tutte le sottoportanti OFDM, ma la differenza sostanziale rispetto al caso precedente risiede nel fatto che i segnali, per giungere al ricevitore della stazione radiobase, devono attraversare N canali differenti, corrispondenti ognuno alla tratta che va dall'utente l-esimo alla stazione radiobase; vedremo quello che questa osservazione comporta.

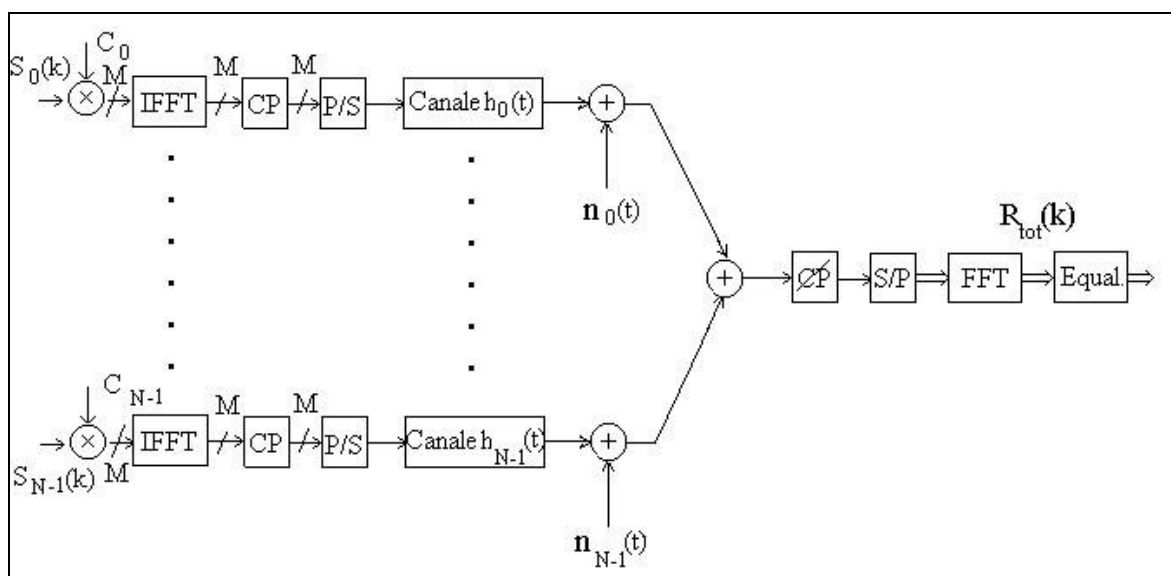


Figura 4.6: Schema di ricetrasmisione OFDM-CDMA: UPLINK.

I segnali sulle stesse sottoportanti si sommeranno in frequenza, cosicché i coefficienti della sequenza in totale ricevuta possono esprimersi come:

$$\begin{aligned}
 R_{tot}(0) &= \sum_{l=0}^{N-1} [S_l(n) c_l(0) H_l(0) + N_l(0)] \\
 R_{tot}(1) &= \sum_{l=0}^{N-1} [S_l(n) c_l(1) H_l(1) + N_l(1)] \\
 &\vdots \\
 R_{tot}(M-1) &= \sum_{l=0}^{N-1} [S_l(n) c_l(M-1) H_l(M-1) + N_l(M-1)]
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Volendo estrarre il simbolo relativo all'utente j-esimo, come per il DL si effettua l'equalizzazione per il canale relativo a tale utente e la moltiplicazione per il codice. Supponendo nuovamente di disporre di una stima corretta dei coefficienti della risposta in frequenza, il dato equalizzato è esprimibile come:

$$\begin{aligned}
 \tilde{R}_j(0) &= S_j(n) c_j(0) + \sum_{l=0, l \neq j}^{N-1} S_l(n) c_l(0) \frac{H_l(0)}{H_j(0)} + \frac{N(0)}{H_j(0)} \\
 \tilde{R}_j(1) &= S_j(n) c_j(1) + \sum_{l=0, l \neq j}^{N-1} S_l(n) c_l(1) \frac{H_l(1)}{H_j(1)} + \frac{N(1)}{H_j(1)} \\
 &\vdots \\
 \tilde{R}_j(M-1) &= S_j(n) c_j(M-1) + \sum_{l=0, l \neq j}^{N-1} S_l(n) c_l(M-1) \frac{H_l(M-1)}{H_j(M-1)} + \frac{N(M-1)}{H_j(M-1)}
 \end{aligned} \tag{4.12},$$

dove  $N(k) = \sum_{l=0}^{N-1} N_l(k)$  "  $k \in [0, M-1]$  rappresenta il rumore totale in ricezione.

Come si può notare, a differenza del caso analizzato precedentemente per la tratta di DL, i rapporti del tipo  $\frac{H_l(k)}{H_j(k)}$  ( $k=0, 1, \dots, M-1$ ) non sono unitari, in quanto si divide un coefficiente di un canale relativo ad un determinato utente per quello relativo ad un altro e diverso dal primo (i canali attraversati nelle tratte di UL sono tutti

diversi). Il significato di questo è l'insorgere di interferenza multiutente; infatti, moltiplicando la sequenza equalizzata per il complesso coniugato del codice relativo all'utente  $j$ -esimo, allo scopo di ricostruire il dato iniziale, viene compromessa l'ortogonalità con tutti gli altri codici; questo proprio perché i rapporti citati non sono più unitari.

Pertanto, l'analoga della relazione (4.10) alla quale si voleva pervenire nel caso dell'UL sarà:

$$\hat{R}_j(n) = M S_j(n) + \sum_{k=0}^{M-1} c_j^*(k) \frac{N(k)}{H_j(k)} + \sum_{l=0, l \neq j}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} c_j^*(k) c_l(k) S_l(n) \frac{H_l(k)}{H_j(k)} \quad (4.13),$$

dove l'ultimo addendo rappresenta la MUI di cui parlavamo prima.

Il problema dell'interferenza multiutente può essere risolto facendo in modo che ogni utente non disponga di tutte le portanti, ma venga a lui assegnato soltanto un pacchetto di sottoportanti OFDM, a discapito però della capacità di trasmissione del sistema. In questo modo le bande relative ai diversi utenti non si sovrappongono e in ricezione i simboli provenienti da canali differenti non si sommano in frequenza, evitando di generare il problema appena visto; la stazione radiobase, per ottenere il segnale trasmesso da un generico utente, dovrà semplicemente analizzare l'informazione trasportata dalle sottoportanti assegnate all'utente richiesto.

Inoltre, per rendere il sistema abbastanza robusto nei confronti del fading dovuto alla selettività in frequenza del canale, si può procedere allocando le sottoportanti sull'asse frequenziale in modo che quelle assegnate allo stesso utente siano massimamente distanziate (cfr. figura 4.7).

Questo modo di procedere è sicuramente semplice dal punto di vista realizzativo ma non tiene conto di eventuali algoritmi di ottimizzazione della capacità trasmissiva nell'assegnazione delle frequenze.

Se si realizza una trasmissione su pacchetti di portanti separate tra i vari utenti, per incrementare la capacità trasmissiva del sistema si può pensare di non trasmettere più un solo simbolo alla volta, bensì un gruppo di simboli [38].

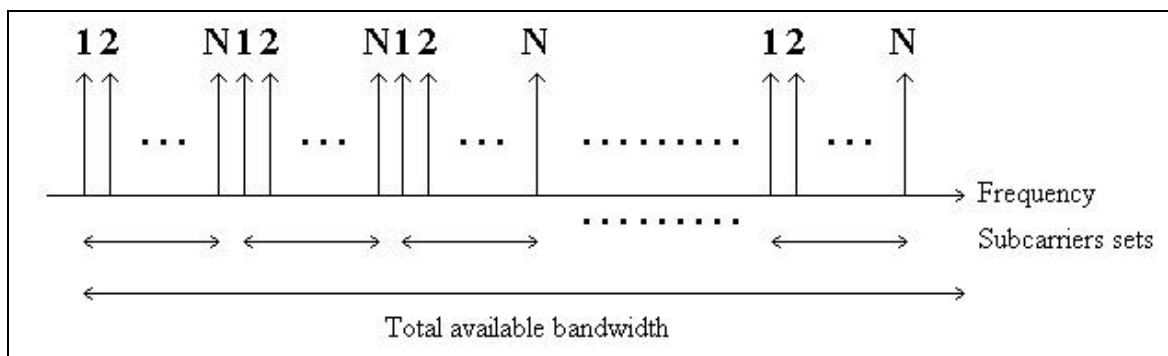


Figura 4.7: Divisione delle sottoportanti in un sistema OFDM-CDMA privo di MUI.

#### 4.5 CONFRONTO FRA GLI SCHEMI OFDM PROPOSTI

In un confronto fra gli schemi di modulazione OFDM abbinati alle tre strategie di accesso multiplo studiate, emerge sicuramente la semplicità realizzativa dell'OFDM-TDMA, oltre all'assenza di interferenza multiutente, almeno per quanto riguarda i terminali appartenenti alla stessa cella della wLAN; come prima visto, anche l'interferenza intersimbolica causata da quella inter-portante fra i sottocanali adiacenti può essere ridotta. Tuttavia, emergono degli inconvenienti dal punto di vista dell'accesso alla risorsa; in particolare la troppo rigida suddivisione in time-slot della risorsa trasmissiva: un'utente può trasmettere sull'intera banda frequenziale, ma è purtroppo costretto a farlo solo in determinati istanti di tempo che gli sono stati preventivamente assegnati. In questo modo non si sfrutta la prerogativa dell'ortogonalità delle sottoportanti OFDM, le quali potrebbero altrimenti essere attribuite a differenti utenti aumentando i gradi di libertà nell'assegnazione della risorsa. Pertanto in un sistema OFDM-TDMA, le procedure supportate dallo strato MAC non beneficiano appieno dei vantaggi forniti dalla modulazione OFDM, che potrebbe essere sostituita da uno schema di trasmissione seriale monoportante, senza variazioni rilevanti nell'accesso alla risorsa.

Oltre a questo svantaggio che è il più grande, ne emergono di minori, proprio intrinseci al funzionamento del sistema; uno è ad esempio il ritardo (simile al ritardo di pacchettizzazione) col quale i simboli OFDM vengono trasmessi, per cui un utente per poter inviare un numero di simboli pari al numero delle sottoportanti

dovrà operare una memorizzazione dei simboli in attesa della trasmissione degli altri; l'attesa necessaria alla trasmissione riduce evidentemente la flessibilità del sistema rispetto agli altri due che non presentano lo stesso inconveniente. Inoltre, l'assegnazione dell'intera banda in istanti di tempo distinti, potrebbe comportare un uso non ottimale della risorsa in canali che siano rapidamente variabili nel tempo.

Dal punto di vista dell'allocazione della risorsa, l'OFDM-FDMA risulta sicuramente più efficiente poiché, assegnando ad ogni utente una diversa sottoportante del sistema, sfrutta il principio di ortogonalità fra i diversi sottocanali OFDM, consentendo lo sfruttamento del mezzo a più utenti simultaneamente; in più, se le portanti vengono riallocate periodicamente ad utenti differenti, si riesce a realizzare una maggiore flessibilità d'accesso rispetto all'OFDM-TDMA.

La capacità dell'OFDM-FDMA può essere incrementata dotando ogni utente soltanto di sottoportanti "good", che presentino cioè un elevato SNR, sfruttando il fatto che ogni utente sperimenta un canale radio differente.

Di contro, l'OFDM-FDMA risulta più complesso dell'OFDM-TDMA, in quanto, soffrendo di ICI e MUI, necessita di bande di guardia e di accurato controllo di potenza. Va poi aggiunto il fatto che siccome le sottoportanti vengono attribuite agli utenti soltanto in parte (a limite una per utente) e specialmente quando questa assegnazione venga praticata staticamente, il sistema potrebbe risentire di fading selettivo in frequenza; accorgimenti atti a risolvere il problema, come una allocazione adattativa delle sottoportanti che ne ottimizzi l'utilizzazione quando vengano impiegate tra un numero ristretto di utenti, o tecniche di frequency hopping, andrebbero presi in considerazione aumentando la complessità del sistema. L'OFDM-CDMA presenta invece, grazie all'uso dei codici, alcuni benefici che le altre due tecniche non possiedono, oltre naturalmente ad una maggiore complessità realizzativa; esso è caratterizzato da:



- MUI ed ICI in misura minore rispetto agli altri due sistemi, a parità di condizioni;
- non necessità di bande di guardia in frequenza che occorrono invece nell'OFDM-FDMA per contrastare la MUI;
- guadagno di processamento tipico dello spread-spectrum (vedi capitolo 3) dovuto al fatto che la moltiplicazione del segnale per un codice ne allarga lo spettro;
- divisione della risorsa con granularità maggiore, poichè l'impiego di codici fornisce un ulteriore grado di libertà rispetto agli altri due schemi; proprio questa flessibilità d'accesso, supportata dal fatto che tale schema possa degenerare in uno degli altri due, permette di combinare i benefici che si traggono sia dall'OFDM-FDMA che dall'OFDM-TDMA; grazie a queste caratteristiche, l'OFDM-CDMA riscuote notevole successo in ambito wLAN, in particolare perché risponde ai requisiti asincroni di traffico caratterizzanti le più recenti applicazioni multimediali.

In termini di velocità di trasmissione, tutti e tre i metodi di accesso multiplo presentano la stessa flessibilità; infatti sia il numero di time-slot nell'OFDM-TDMA che il numero di sottoportanti nell'OFDM-FDMA o di codici nell'OFDM-CDMA per utente, può essere adattato a seconda della domanda corrente. L'ultima tecnica presuppone che ogni codice sia noto ad ogni utente; inoltre, il livello di modulazione può essere aggiustato in ogni caso a seconda della potenza media di segnale ricevuta dall'utente.

Poiché l'OFDM-CDMA sfrutta l'effetto di diversità in frequenza impiegando molteplici sottoportanti per ogni simbolo di dati, non è né necessario né possibile alcun ulteriore adattamento di sottoportante alla funzione di trasferimento di canale; ciò non accade invece nelle altre due tecniche dove, se l'ampiezza della funzione di trasferimento per ogni utente è nota alla stazione radiobase (dovendo sfruttare un sistema di tipo TDD con OFDM-TDMA in UL), in entrambi i casi può essere realizzata una modulazione adattativa di sottoportante.

La complessità computazionale associata alle tre tecniche di accesso multiplo dipende primariamente dalla laboriosità della stima ed equalizzazione del canale.

Nell'OFDM-TDMA e OFDM-FDMA, può essere applicata una codifica differenziale che non richiede né equalizzazione né stima di canale nel ricevitore, venendo il segnale demodulato incoerentemente; ciò conduce ad una struttura ricevente piuttosto versatile. Se non viene applicata una codifica di tipo differenziale nel trasmettitore, il ricevitore deve utilizzare stimatori di canale ed equalizzazione; quest'ultima risulta abbastanza semplice da mettere in pratica, visto che deve essere corretta semplicemente una attenuazione ed una rotazione di fase su ogni sottoportante (*one tap equalizer*), ma la stima di canale è relativamente complicata e richiede che alcuni simboli pilota siano inglobati nel flusso di dati.

L'OFDM-CDMA, come proposto in [37], richiede demodulazione coerente; in dipendenza dal tipo di algoritmo di equalizzazione/rivelazione, il ricevitore può divenire anche notevolmente complesso, specialmente quando vengano sfruttati algoritmi di *joint detection*. La complessità dell'equalizzatore più semplice (equalizzatore lineare) è comparabile a quella richiesta dalle altre due tecniche nel caso di rivelazione coerente; si deve poi tenere conto dell'obbligatorietà del despreading (correlazione fra segnale ricevuto e codice d'utente) da praticarsi nel ricevitore.

Infine va fatto un paragone riguardante la ridondanza di segnalazione, considerato che, in genere, una sorta di informazione circa l'allocazione delle sottoportanti o dei codici deve essere creata in corrispondenza della stazione radiobase e processata ai terminali mobili. Se l'allocazione della risorsa viene gestita dalla stazione radiobase (ciò che è più efficiente), devono essere trasmessi dati aggiuntivi circa l'assegnazione di sottoportanti e codici, sia per il DOWNLINK che per l'UPLINK.

Detto  $U$  il numero di utenti,  $K$  il numero di sottoportanti ed  $F$  il numero di simboli OFDM per trama (DL e UL), la seguente tabella fornisce una panoramica sull'*overhead* di segnalazione richiesto da ognuno dei tre sistemi studiati:

<i>Schema</i>	<i>Tipo di informazione di segnalazione</i>	<i>Overhead (bit)</i>
FDMA	Tavola di allocazione per tutte le sottoportanti	$K \log_2 (U)$
TDMA	Inizio/fine di un time-slot	$2U \log_2 (F)$
CDMA	Inizio/fine dell'indice di codice	$2U \log_2 (K)$

Figura 4.8: Informazione di segnalazione richiesta per i differenti schemi di accesso multiplo.

<i>OFDM-...</i>	<i>8 utenti</i>	<i>16 utenti</i>	<i>32 utenti</i>
FDMA	5.4%	7.7%	10.5%
TDMA	1.4%	2.8%	5.4%
CDMA	1.5%	3.0%	5.8%

Figura 4.9: Ammontare relativo di overhead di segnalazione per i differenti schemi di accesso multiplo per il DL; TDMA in UL.

L'ammontare relativo di overhead di segnalazione (per una durata di trama di 128 simboli) nel TDMA in UL, FDMA e CDMA in DL viene mostrato nella tabella di figura 4.9 per differenti numeri di utenti; il numero di sottoportanti è pari a  $K=256$  e per i bit di segnalazione viene assunto un rate di codifica  $R=1/4$ .

In figura 4.10 si rappresenta un istogramma che fornisce una visione sinottica della ridondanza di segnalazione per le tre tecniche d'accesso multiplo studiate.

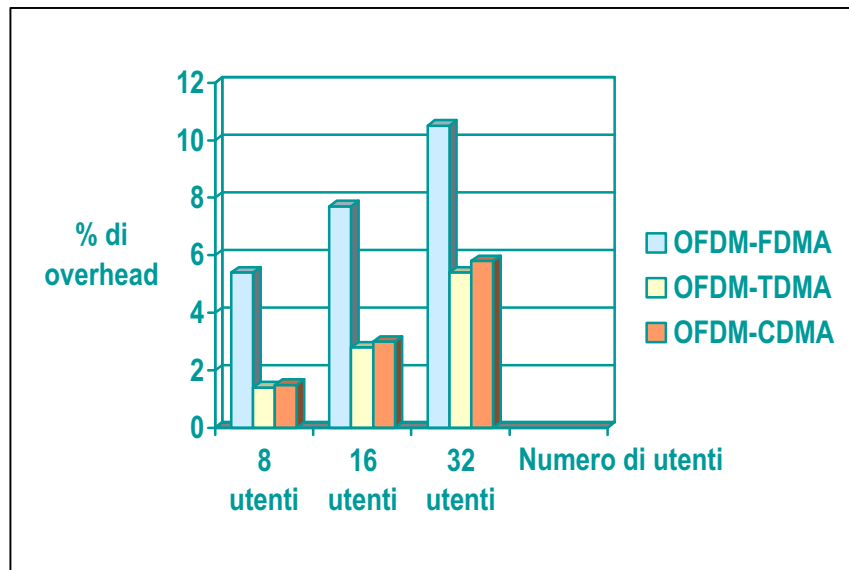


Figura 4.10: Confronto della percentuale di overhead di segnalazione nelle tecniche di accesso analizzate.

Concludendo, si può osservare come l'OFDM-FDMA richieda un overhead di segnalazione maggiore, in quanto deve essere trasmesso un numero di bit pari a  $\log_2(U)$  per sottoportante. Il valore di questa ridondanza può essere diminuito se portanti adiacenti vengono raggruppate in *cluster*, pagando tuttavia il prezzo di una riduzione di efficienza nell'allocazione adattativa di sottoportante.

# CAPITOLO 5

## FORWARD ERROR CORRECTION (FEC)

### 5.1 CORREZIONE DEGLI ERRORI

Nei precedenti capitoli, abbiamo spiegato come la tecnica di modulazione OFDM sia efficace nell'evitare il problema dell'interferenza intersimbolica, trasmettendo su un certo numero di sottoportanti a banda stretta e facendo uso di un intervallo di guardia. Ciò focalizza il nostro interesse su un ulteriore aspetto, comunque abbastanza problematico, corrispondente al fatto che in un canale affetto da fading per multipath, tutte le sottoportanti vengono ricevute con ampiezze differenti; al limite, alcuni canali potranno essere completamente persi in ricezione a causa di attenuazioni eccessive. Pertanto, sebbene molti di questi verranno rivelati correttamente, il BER globale del sistema sarà ampiamente dominato da un piccolo numero di sottoportanti, caratterizzate dalle ampiezze minori e per le quali la probabilità d'errore sarà vicina a 0.5. Al fine di aggirare la predominanza dei canali più deboli, la codifica a correzione d'errore in avanti (*Forward Error Correction (FEC)*) risulta essenziale; infatti, utilizzando una codifica sulle sottoportanti, gli errori dei canali maggiormente penalizzati possono essere corretti fino ad un certo limite, dipendente dal codice e dal canale. Una codifica efficiente fa sì che le prestazioni di un collegamento OFDM vengano determinate dalla potenza media ricevuta piuttosto che dalla potenza della sottoportante più scadente.

Iniziamo allora il capitolo fornendo una panoramica dei codici solitamente impiegati nel FEC; quindi si fornirà una trattazione analitica relativa alla probabilità d'errore sul pacchetto informativo elementare trasmesso in un collegamento OFDM e OFDM-CDMA, in funzione della probabilità d'errore sul bit (BER), per la quale si ricaverà una espressione dipendente dai parametri che caratterizzano il canale, vale a dire:

- rapporto segnale/rumore;
- coefficienti DFT di canale;
- numero di sottoportanti.

Dalla teoria delle comunicazioni, rileviamo che è possibile, utilizzando  $n$  bit, costruire  $N = 2^n$  sequenze di bit ortogonali (che cioè da un punto di vista binario rappresentino valori distinti) e sfruttarne soltanto  $2^k$  ( $k \in n$ ) per trasmettere informazioni, come facenti parte di un determinato *codice*. Lo scopo di questa ridondanza, visto che per realizzare  $2^k$  blocchi distinti sarebbero sufficienti soltanto  $k$  bit in luogo di  $n$ , è quello di incrementare la diversità fra i vari pacchetti; ciò permette così un più facile riconoscimento degli stessi in ricezione minimizzando la probabilità d'errore; è tuttavia evidente come questo avvenga pagando un prezzo sulla banda che viene utilizzata.

Un parametro fondamentale nella correzione degli errori è la *distanza di Hamming*  $d$ , la quale è definita come il numero minimo di bit per cui due parole di un determinato codice differiscono; le due equazioni seguenti definiscono rispettivamente la capacità di correggere e rilevare errori da parte di un codice in funzione della distanza di Hamming:

$$N_c \leq \frac{d-1}{2} \quad (5.1).$$

$$N_r \leq d$$

Se il limite superiore di  $N_c$  risulta frazionario, si utilizza la sua approssimazione al numero intero per difetto.

In questa sezione, descriveremo le categorie maggiori di codici per FEC; in particolare:

- codici a blocchi,
- codici ciclici,
- codici di Reed-Solomon,
- codici convoluzionali.

### 5.1.1 Codici a blocchi

In generale, i codici a blocchi “spezzano” il flusso dei dati in blocchi da  $k$  bit ed un numero di bit pari ad  $n - k$  viene aggiunto ad ognuno di questi blocchi; in letteratura si denota questo con la scrittura “*codice a blocchi (n,k)*”; ad esempio, un codice (15,11) presenta parole di codice da 15 bit, 4 bit dei quali sono di parità mentre i restanti di informazione. La quantità

$$R_c = \frac{k}{n} \quad (5.2)$$

prende il nome di *rate del codice a blocchi*.

Un codificatore, avente in ingresso una fra  $M$  parole da  $k$  bit ( $M = 2^k$ ), fornisce in uscita una parola di codice lunga  $n$  bit, per ognuno dei possibili  $2^k$  blocchi in ingresso. Lo scopo dell’aggiunta di  $n-k$  bit ridondanti è proprio quello di incrementare la distanza di Hamming fra le coppie di parole di dati, accrescendone cioè la diversità e facilitandone pertanto la discriminazione in ricezione.

In prima battuta, si può pensare che aumentare il numero di bit di parità permetta di correggere un numero di errori maggiore; in realtà, si deve tener conto che quanti più bit di parità vengono aggiunti tanto più la larghezza di banda richiesta per la trasmissione aumenta poichè nello stesso time-slot vengono trasmessi più bit; equivalentemente, si può affermare che, a parità di larghezza di banda, si trasmette un numero di informazioni minore. Un altro aspetto da considerare è che l’aumento di larghezza di banda, dettato dalla presenza dei bit ridondanti, introduce più rumore

(intuitivamente si comprende come il rumore sia maggiore all'interno di una larghezza di banda più estesa), e il decremento della probabilità d'errore tende a divenire piuttosto lento; inoltre, all'aumentare della lunghezza di parola, progettare codici validi nel combattere efficientemente l'aumento della probabilità d'errore diviene gradualmente più difficile e costoso.

Questo ci permette di affermare che l'obiettivo è quello di scegliere un numero di bit di parità che sia in grado di correggere il maggior quantitativo di errori, tentando di avvicinarsi, per quanto sia possibile, al limite di correzione indicato dalla prima relazione nella (5.1), mantenendo contemporaneamente l'efficienza di comunicazione potenzialmente elevata [48].

Per correzione di errori che si avvalga di codici piuttosto brevi, è regola comune confrontare il vettore ricevuto con una tavola di parole di codice che possono essere state trasmesse, prelevando quella più vicina alla parola ricevuta (nel senso che differisce per il minor numero di bit). Verso la fine di questa casistica, analizzeremo l'algoritmo di Viterbi, che, nel caso di codici convoluzionali, è molto efficiente per la decodifica e la correzione degli errori.

La famiglia di codici a blocchi è quella che viene più frequentemente impiegata per la rilevazione degli errori, effettuando somme modulo-2 dei bit individuali di dati; inoltre, i codici a blocchi possono essere realizzati anche in più di una dimensione, generando una matrice di controllo di parità.

Diverse sono le tipologie di codici esistenti, ognuna delle quali presenta distinte proprietà (ad esempio quella di poter correggere errori singoli, errori di tipo *burst*, o provvedere a fornire una sincronizzazione priva di errori).

Nel presente lavoro, ci limiteremo ad analizzare codici a blocchi *lineari* (dove i bit di parità vengono ottenuti effettuando somme modulo-2 dei bit di dati) e *sistematici* (in cui i bit di parità compaiono in coda alla parola di codice, seguendo i bit dei dati originari).

Rappresentando i  $k$  bit di dati non codificati mediante il vettore  $\underline{d} = (d_1, d_2, \dots, d_k)$  e la corrispondente parola di codice mediante il vettore  $\underline{c} = (c_1, c_2, \dots, c_k, c_{k+1}, \dots, c_{n-1}, c_n)$ , ogni bit di parità consisterà in una somma pesata modulo-2 dei bit di dati, ad



esempio:  $c_{k+1} = h_{11}d_1 \oplus h_{12}d_2 \oplus \dots \oplus h_{1k}d_k$  dove  $h_{11}, \dots, h_{1k}$  rappresentano i pesi binari dei particolari bit di dati. Ad esempio, un particolare codice (15,11) potrebbe essere caratterizzato dalle seguenti equazioni di bit di parità:

$$\begin{aligned} c_{12} &= d_1 \oplus d_2 \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_6 \oplus d_8 \oplus d_9 \\ c_{13} &= d_2 \oplus d_3 \oplus d_4 \oplus d_6 \oplus d_7 \oplus d_9 \oplus d_{10} \\ c_{14} &= d_3 \oplus d_4 \oplus d_5 \oplus d_7 \oplus d_8 \oplus d_{10} \oplus d_{11} \\ c_{15} &= d_1 \oplus d_2 \oplus d_3 \oplus d_5 \oplus d_7 \oplus d_9 \oplus d_{11} \end{aligned}$$

Utilizzando una notazione matriciale, possiamo rappresentare la parola di codice  $\underline{c}$  come un'operazione di moltiplicazione fra il vettore  $\underline{d}$  di dati non codificati e la matrice  $(G)$ :

$$\underline{c} = \underline{d} (G) \tag{5.3},$$

dove  $(G)$  è definita *matrice generatrice* e si ottiene concatenando la matrice identità  $(I)$  di dimensioni  $k \cdot k$  con la *matrice di parità*  $(P)$  caratterizzata da  $k$  righe e  $n-k$  colonne; i bit su ogni riga corrispondono ai bit di parità relativi alle equazioni scritte prima:

$$(G) = \emptyset(I) (P) \emptyset \tag{5.4}.$$

La notazione  $[\dots]$  indica semplicemente la concatenazione delle due matrici; la matrice  $(G)$  avrà un numero di righe pari a  $k$  e di colonne pari ad  $n$ .

Nel caso particolare del codice (15,11), la matrice  $P$  potrebbe essere:

$$(P) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Operando la concatenazione si ottiene:

$$(G) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Il codificatore può essere implementato come in figura 5.1.

Il decodificatore semplicemente ripete i calcoli secondo lo schema dei bit di parità per determinare se c'è stato qualche errore. Poiché la sottrazione modulo-2 è esattamente uguale alla somma, matematicamente possiamo rappresentare l'operazione del decodificatore come:

$$\underline{d} \cdot (G)^T - \underline{c}_p = 0 \tag{5.5},$$

dove  $\underline{c}_p$  è la parola di codice che il decodificatore pensa sia corretta. Se c'è stato un errore, il decodificatore può prendere per buona la parola della sua tavola che presenta la minima distanza di Hamming dalla parola ricevuta, avendo così una

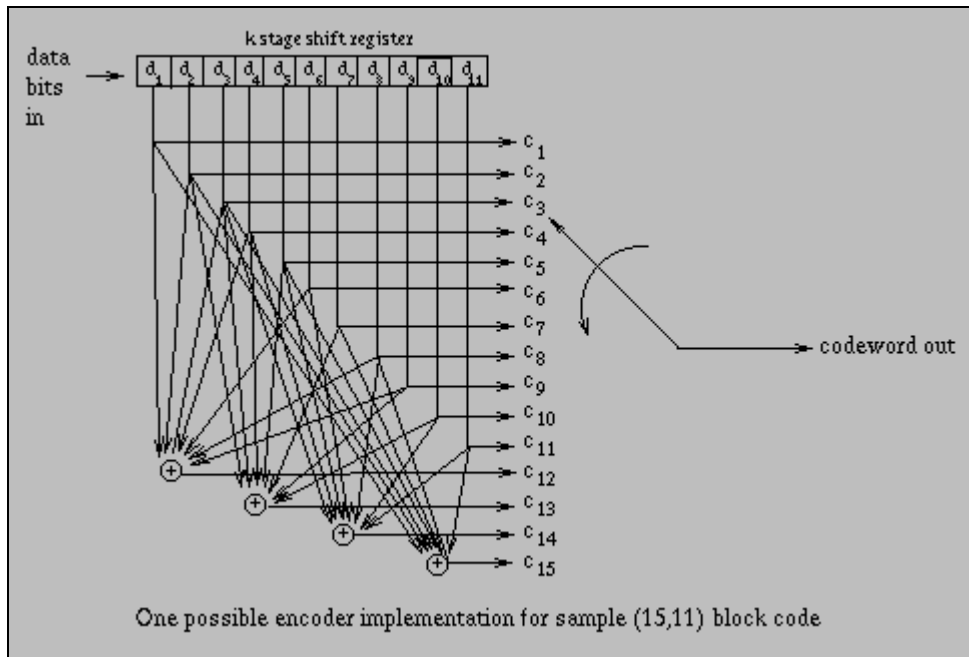


Figura 5.1: Una implementazione possibile di codificatore per un codice a blocchi (15,11).

certa probabilità di correggere l'errore, oppure chiedere una ritrasmissione del pacchetto.

Nei codici a blocchi la distanza di Hamming è superiormente limitata secondo la relazione:

$$d \leq n - k + 1 \quad (5.6).$$

Si noti che, poiché la tavola delle parole di codice immagazzinate cresce esponenzialmente con  $k$ , questo metodo presenta una complessità computazionale piuttosto elevata, richiedendo periodi di elaborazione troppo lunghi quando le lunghezze delle parole di codice siano elevate.

Tale limite viene superato facendo uso dei codici ciclici che, presentando una struttura matematica che permette lo sviluppo di metodi di codifica particolarmente efficienti, riducono drasticamente la necessità di memorizzare informazione rendendo possibile l'impiego di codici con  $n \gg 1$  e  $k \gg 1$ , ciò che è necessario ad ottenere un rate di codifica  $R_c \approx 1$ .

### 5.1.2 Codici ciclici

I codici ciclici fanno parte sempre della categoria dei codici a blocchi lineari, ma le parole di codice sono semplicemente traslazioni laterali l'una dell'altra.

Ad esempio, considerata la parola di codice  $\underline{c} = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ , altre due parole di codice saranno  $(c_2, c_3, \dots, c_n, c_1)$  e  $(c_3, c_4, \dots, c_n, c_1, c_2)$  che come si nota sono ottenute da  $\underline{c}$  operando su essa rispettivamente una e due traslazioni.

Uno schema di questo genere abilita i codici ciclici alla correzione di blocchi di errori più estesi rispetto a quelli correggibili da codici a blocchi ordinari; per la loro struttura e semplicità di implementazione, essi consentono di semplificare la struttura del codificatore e del decodificatore anche in presenza di parole di codice caratterizzate da lunghezza piuttosto elevata; vengono spesso impiegati sia per la rilevazione che la correzione, potendo stabilire delle regole specifiche che ne permettano la realizzazione.

I codici ciclici possono essere analizzati in forma polinomiale; la generica parola di codice può infatti vedersi come un polinomio di grado n-1:

$$c(x) = c_1x^{n-1} + c_2x^{n-2} + \dots + c_{n-1}x + c_n \quad (5.7).$$

Ogni potenza di x rappresenta uno shift. Il coefficiente  $c_1$  relativo alla potenza di ordine più elevato rappresenta il primo bit della parola di codice,  $c_2$  il secondo e così via. Per ottenere altre parole di codice, si effettua ripetutamente la moltiplicazione del polinomio della (5.7) per la quantità  $xc(x) \bmod (x^n + 1)$ , che equivale proprio ad operare le traslazioni richieste. Traslando una prima volta, si ottiene:  $xc(x) \bmod (x^n + 1) = c_2x^{n-1} + c_3x^{n-2} + \dots + c_{n-1}x^2 + c_nx + c_1$ ; ed una seconda:  $x^2c(x) \bmod (x^n + 1) = c_3x^{n-1} + c_4x^{n-2} + \dots + c_nx^2 + c_1x + c_2$ .

Ad esempio, possiamo considerare la matrice generatrice per un codice (7,3):

$$(G) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix},$$

e nella corrispondente forma polinomiale:

$$(G) = \begin{pmatrix} x^6 & - & - & x^3 & x^2 & x & - \\ - & x^5 & - & - & x^2 & x & 1 \\ - & - & x^4 & x^3 & x^2 & - & 1 \end{pmatrix}.$$

L'ultima riga di (G), ossia il polinomio  $g(x)$ , viene chiamata *polinomio generatore* e determina le proprietà del codice. Vediamo come, nel caso dei codici ciclici, si ricavi la parola di codice (con i bit ridondanti) a partire dalla parola di informazione. Possiamo definire una ulteriore matrice  $(G^\phi)$  di  $k$  righe costituite da moltiplicazioni ripetitive per  $x$  come segue [48]:

$$(G^\phi) = \begin{pmatrix} x^{k-1}g(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x^2g(x) \\ xg(x) \\ g(x) \end{pmatrix} \quad (5.8).$$

Moltiplicando il vettore di dati  $\underline{d} = (d_1, d_2, \dots, d_{k-1}, d_k)$  per tale matrice, si ottiene il seguente polinomio di parola di codice [48]:

$$c(x) = d_1x^{k-1}g(x) + d_2x^{k-2}g(x) + \dots + d_kg(x) = d(x)g(x) \quad (5.9),$$

pertanto, osserviamo come la parola di codice possa essere ottenuta, a partire dai dati di informazione, con una semplice operazione di moltiplicazione fra polinomi, dove:

- $d(x)$  è un polinomio di grado massimo pari a  $k-1$ , i cui coefficienti corrispondono al vettore di informazione  $\underline{d}$ ;
- $c(x)$  è il polinomio ciclico di grado  $n-1$  o inferiore ottenuto.

Per illustrare la capacità di maneggiare gli errori da parte di alcuni codici ciclici, riportiamo in figura 5.2 una lista di alcuni di essi nel caso  $(15,k)$ , con la corrispondente capacità correttiva. Notiamo immediatamente come per blocchi di informazione più estesi si giunga ad un limite inferiore nullo di capacità correttiva, la quale aumenta per vettori di dati sempre più brevi, fino ad assumere il suo valore massimo in corrispondenza di un vettore dati costituito da un unico bit.

data block size (k)	error correcting capability	Hamming distance (d)	$g(x)$
14	0	2	$x + 1$
7	2	5	$(x^4 + x + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)$
4	3	8	$(x + 1)((x^4 + x + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)(x^2 + x + 1))$
1	7	15	$(x^4 + x + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)(x^4 + x^3 + 1)(x^2 + x + 1)$

Figura 5.2: Capacità correttiva di codici ciclici  $(15,k)$ .

### 5.1.3 Codici di Reed – Solomon

I codici di Reed-Solomon rappresentano un sottoinsieme dei codici ciclici BCH (codici di Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) [48] e sono progettati per fornire correzione di errori multipli; a differenza dei codici a blocchi propriamente detti, essi non sono binari ma multisimbolo.

Si consideri allora un generico simbolo costituito da  $b$  bit; in tal caso si hanno  $q = 2^b$  simboli possibili; un caso di impiego comune è  $b=8$  bit che fornisce  $q=2^8$  simboli.

Un codice di Reed-Solomon (RS)  $(n,k)$  può riguardarsi come codice a blocchi, per la cui implementazione sequenze di  $k$  simboli di informazione vengono inserite all'ingresso del codificatore producendo in uscita sequenze di  $n$  simboli.

Tali codici, definiti per blocchi di simbolo da  $b$  bit, presentano una lunghezza di codice  $n$  correlata a  $b$  mediante la relazione:

$$n = 2^b - 1 \quad (5.10),$$

che, a prima vista, appare fornire una flessibilità minima nella loro lunghezza; in realtà, l'estensione può facilmente essere diminuita a qualunque valore arbitrario, ponendo a 0 un certo numero di bit in ingresso e cancellando la stessa quantità di bit in uscita; analogamente, è possibile estendere la lunghezza di codice ad una potenza di 2 aggiungendo un simbolo di extra-parità.

Ad esempio, immaginando di utilizzare una dimensione di  $n=q$  per la parola e  $b=6$ , si otterranno codici RS  $(64,k)$  (essendo  $2^6=64$ ); pertanto, se scegliamo il codice  $(64,40)$ , questo consiste in parole lunghe  $64 \cdot 6 = 384$  bit, ognuna delle quali contenente 240 bit di informazione, trattati come 40 simboli da 6 bit.

Facendo riferimento alla (5.1), un codice RS può correggere fino a  $\frac{n-k}{2}$  simboli errati; poiché ogni simbolo contiene  $b$  bit, la quantità massima di bit correggibili dal codice sarà pari a:

$$N_{c, \max} = b \frac{n-k}{2} \quad (5.11),$$

sempre con l'accortezza di arrotondare eventuali numeri decimali all'intero per difetto.

La (5.11) è vera però, se tutti gli errori presenti in termini di bit avvengono entro la quantità massima di simboli correggibili per i quali il codice è stato progettato: se un codice RS è stato realizzato, ad esempio, per correggere fino a due simboli costituiti a loro volta ognuno da 8 bit, esso non sarà in grado di correggere una combinazione arbitraria di tre bit, poiché questi errori (in termini di bit, lo ribadiamo) potrebbero verificarsi in tre simboli differenti della parola. Questa caratteristica rende i codici di Reed-Solomon particolarmente efficaci per la correzione di canali di tipo *bursty* in cui gli errori, di tipo impulsivo, si presentano raggruppati in pacchetti. Un esempio di canale di questo tipo è proprio quello che faccia uso di modulazione OFDM in presenza di fading causato da cammini multipli, responsabile di errori concentrati in un numero ristretto di sottoportanti affette da notevole attenuazione.

Inoltre, per le loro proprietà di diversità e grazie alla disponibilità di algoritmi efficienti di codifica e decodifica, i codici RS risultano comunemente i più utilizzati della famiglia di codici a blocchi. Nella classe di codici non binari, sono in grado di raggiungere il limite superiore della distanza di Hamming menzionato nella (5.6), in accordo con la (5.11).

#### 5.1.4 Codici convoluzionali e decodifica di Viterbi

I codici convoluzionali operano su una sequenza scorrevole di bit di dati, al fine di generare il flusso codificato di bit; ad ogni modo, per generalità, tali codici possono anche essere impiegati su simboli, sebbene, in questa sede, noi tratteremo esclusivamente codici convoluzionali binari.

La figura 5.3 illustra un codificatore convoluzionale, il quale è costituito da un *K-stage shift register* (registro a scorrimento a K stadi), dove K rappresenta anche la lunghezza di vincolo (*constraint length*) del codificatore.



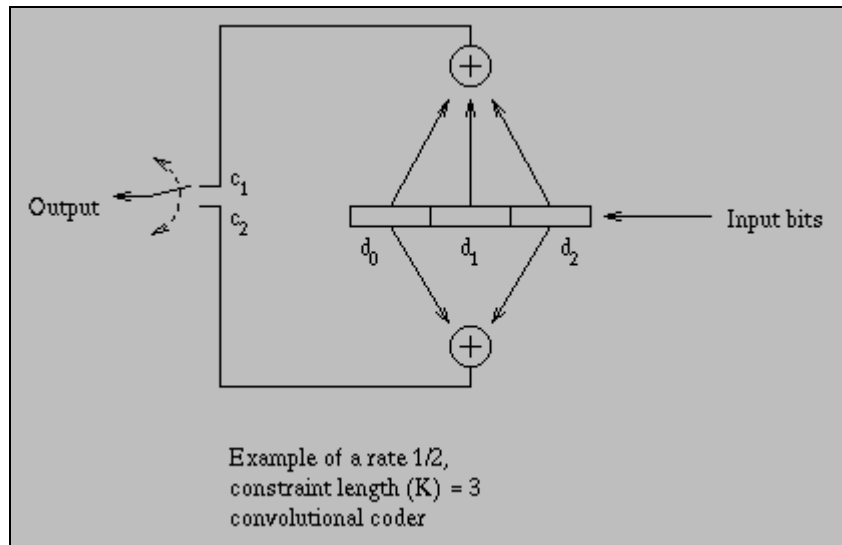


Figura 5.3: Implementazione di un codificatore convoluzionale con rate  $\frac{1}{2}$  e constraint length  $K=3$ .

I bit di dati in ingresso vengono traslati nel registro uno alla volta; somme modulo-2 vengono fatte scorrere in uscita con una velocità  $v$  volte più elevata, essendo  $v$  il numero di somme modulo-2 che vengono codificate nel flusso di *output*.

Un codificatore che per ogni bit in ingresso tira fuori un numero di bit pari a  $v$  viene anche definito codificatore di rate  $1/v$ . Nella figura, il codificatore rappresentato ha una lunghezza di vincolo  $K=3$  mentre l'uscita è costituita da  $v=2$  bit, pertanto il rate di codifica è pari ad  $\frac{1}{2}$ . Per ogni bit forzato all'interno del registro a tre stadi, due bit di dati codificati vengono letti sequenzialmente in output, con l'uscita del codificatore che alterna fra i due valori  $c_1$  e  $c_2$  definiti mediante le relazioni:

$$\begin{aligned} c_1 &= d_0 \oplus d_1 \oplus d_2 \\ c_2 &= d_0 \oplus d_2 \end{aligned} \tag{5.12} .$$

Possiamo fornire (fig. 5.4) i risultati di una simulazione di codifica facente uso del codificatore schematizzato in figura 5.3:

<b>Time Interval</b>	1	-	2	-	3	-	4	-	5	-	6	-	7	-	8	-
<b>Input Bits</b>	0	-	1	-	1	-	0	-	1	-	0	-	0	-	1	-
<b>Output Bits</b>	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1
<b>Output Variable</b>	$c_1$	$c_2$	$c_1$	$c_2$	$c_1$	$c_2$	$c_1$	$c_2$	$c_1$	$c_2$	$c_1$	$c_2$	$c_1$	$C_2$	$c_1$	$c_2$

Figura 5.4: *Sample run* del codificatore convoluzionale di figura 5.4.

Lo shift-register viene inizializzato con tutti 0.

Ad esempio, nell'intervallo di tempo 3, le  $K-1$  celle più a sinistra del registro (nel nostro caso  $K-1=2$ ) contengono "01"; se in tale intervallo giunge in ingresso un 1, in uscita si avrà  $c_1c_2=01$ ; se invece arriva uno 0, come nell'intervallo 6, l'output è  $c_1c_2=10$ . Il codificatore convoluzionale può dunque esser visto come una macchina a stati finiti che passa da uno stato, rappresentato dal contenuto delle  $K-1$  celle più a sinistra dello shift-register (bit di input passati), ad un altro. Le transizioni fra stati sono governate dai bit in *input* che rappresentano i dati non codificati. La macchina a stati presenta  $2^{K-1}$  stati possibili, dipendenti dalla lunghezza di vincolo. Poiché nel nostro caso  $K=3$ , si hanno 4 configurazioni possibili dei bit nelle due posizioni più a sinistra del registro a scorrimento, corrispondenti ai quattro stati della macchina che indichiamo come a, b, c, d.

Attraversiamo molteplici transizioni per illustrare il funzionamento del sistema: se il codificatore è inizializzato nello stato *a* "00", un 1 in ingresso produce "11" in uscita. Il sistema dunque si muove verso lo stato *b* "01"; se sopraggiunge un 1 in ingresso, in uscita si ottiene la codifica "01" ed il sistema si porta nello stato *d* "11". Se durante la permanenza del sistema nello stato b, si fosse avuto in ingresso uno 0 anziché un 1, in uscita avremmo avuto la sequenza "10" col risultato che la macchina sarebbe passata nello stato *c* "10". Questo modo di vedere il codificatore convoluzionale è supportato da differenti rappresentazioni; la seconda, dopo quella in forma tabulare di figura 5.4, è quella del *diagramma di stato* di figura 5.5:

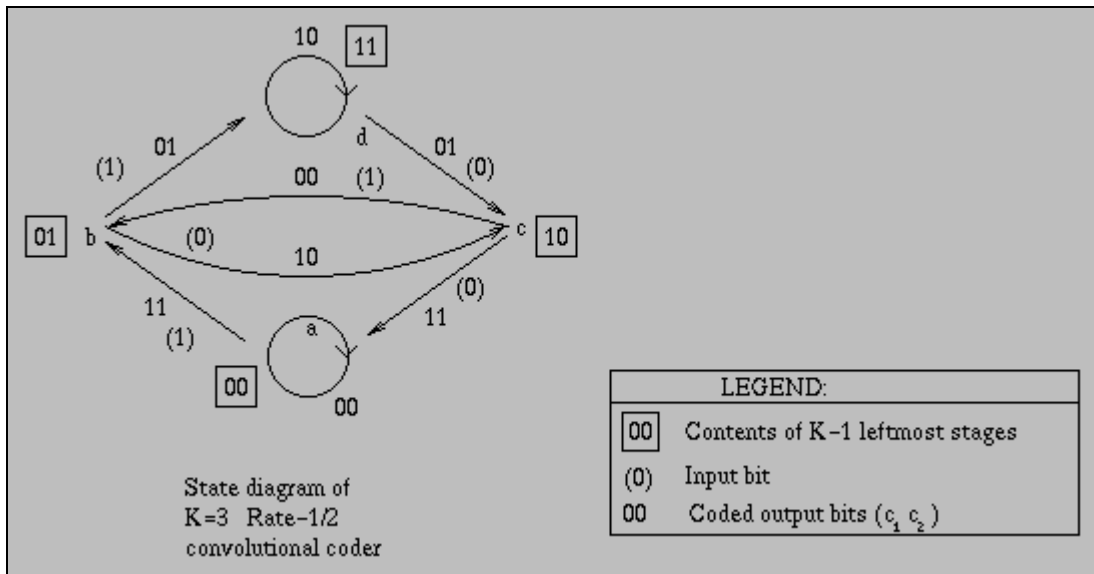


Figura 5.5: Diagramma di stato di codificatore convoluzionale con K=3 e rate 1/2 .

Qui, le caselle rappresentano il contenuto delle K-1 posizioni più esterne del registro, i bit tra parentesi gli ingressi e le coppie di bit le uscite codificate.

Una ulteriore rappresentazione è quella *ad albero* (fig 5.6). Per costruirla, ci muoviamo da sinistra verso destra; una transizione verso l'alto corrisponde ad un bit di dati in ingresso pari a 0, mentre una verso il basso ad un 1.

Notiamo di nuovo la natura ciclica di questo codificatore: ad esempio, dallo stato *a*, il codificatore può rimanere nello stato *a* o portarsi nello stato *b*; dallo stato *b* si può spostare verso lo stato *c* o *d*; da *c* si muove verso *a* o *b* e da *d* si può muovere verso *c* o permanere in *d*.

Osserviamo come ognuno degli stati coinvolti compaia nuovamente al trascorrere del tempo, mentre il numero di possibili sequenze (*path*) di bit trasmessi cresca esponenzialmente; un incremento esponenziale avviene, ad ogni modo, anche nella distanza di Hamming fra path differenti e ciò rende la loro discriminazione più agevole, semplificandone la correzione.

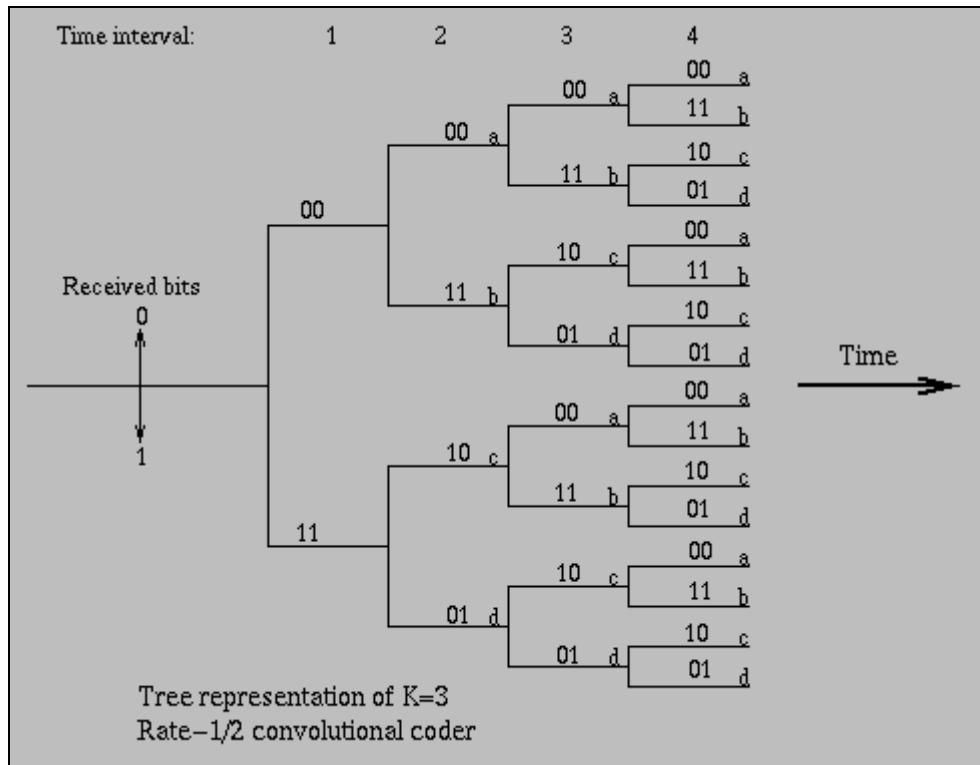


Figura 5.6: Rappresentazione ad albero di codificatore convoluzionale con  $K=3$  e rate  $\frac{1}{2}$ .

Com'è facile comprendere, dunque, la probabilità d'errore decresce esponenzialmente all'aumentare della lunghezza di vincolo  $K$ .

Il flusso di dati codificati viene inviato su canale rumoroso e limitato in potenza verso un ricevitore contenente un decodificatore convoluzionale; il rumore può provocare la decodifica non corretta di alcuni bit, generando uno o più errori.

Il decodificatore più semplice sarebbe al solito quello capace di confrontare i blocchi di informazione ricevuti con tutti i cammini dell'albero precedentemente rappresentato, prelevando il path con minimo numero di bit differenti. Ciò è efficiente quando le parole di codice siano corte; all'aumentare della loro lunghezza, infatti, aumentano anche le dimensioni della tavola di paragone, e ciò avviene in maniera esponenziale. E' pertanto preferibile l'impiego di un algoritmo che non presenti tale inconveniente. Due metriche (equivalenti) vengono sfruttate per trovare la parola ricevuta più verosimile; queste consistono nello:

- scegliere la parola di codice della tavola che presenti la minima distanza quadratica media dalla parola ricevuta;
- scegliere il path che presenti il valore di correlazione più elevato col vettore ricevuto.

La soluzione più comunemente usata nel realizzare una delle due metriche precedentemente menzionate, minimizzando contemporaneamente il numero di confronti, è l'*algoritmo di decodifica a massima verosimiglianza (maximum likelihood)* formulato da Viterbi, che risulta efficiente quando la lunghezza di vincolo non sia eccessiva; in pratica è di uso ottimale per  $K \leq 7$ .

L'idea alla base di questo algoritmo è quella di massimizzare la correlazione fra il vettore ricevuto e la tavola di tutte le possibili parole di codice, mettendo allo stesso tempo in pratica l'operazione opposta del codificatore. Diamone una descrizione.

Se consideriamo un decodificatore che abbia operato per  $L$  intervalli temporali di dati in ingresso, ognuno contenente  $v$  bit trasmessi, alla fine dell'intervallo successivo  $(L+1)$ , viene calcolato il valore di correlazione fra ognuno dei possibili path e la sequenza ricevuta, quindi addizionato alla metrica precedentemente memorizzata. Quest'ultima è stata ottenuta effettuando una operazione di XOR<sup>1</sup> fra gli  $L v$  bit ricevuti e gli  $L v$  bit più a sinistra di tutte le possibili parole di codice (distanza di Hamming) [48]; quanto più la metrica immagazzinata risulta piccola tanto maggiore è il valore di correlazione fra le due sequenze. Una volta che gli  $(L+1) v$  bit più verosimili siano stati determinati (a questa sequenza si dà il nome di *survivor path*), essi vengono tradotti nella sequenza non codificata mediante consultazione di una tabella. L'algoritmo viene ripetuto per un numero di intervalli temporali che, per poter ridurre le dimensioni di memoria, dovrebbe essere sufficientemente contenuto; trascorsi tutti gli intervalli temporali selezionando ogni volta i survivor path, quello con la distanza di Hamming più bassa rappresenta la parola di codice più probabile. Facciamo notare che l'algoritmo opera in modo tale

---

<sup>1</sup> Lo XOR fra due sequenze di bit confronta le coppie di bit in posizioni corrispondenti e fornisce 1 come risultato se e solo se uno soltanto fra i due bit di paragone è 1, vale a dire se i due bit sono diversi.

che, se due parole di codice presentano la stessa distanza di Hamming rispetto al vettore ricevuto, fra le due ne viene selezionata una in maniera arbitraria.

E' stato dimostrato che un valore ragionevole del numero di intervalli di tempo per produrre prestazioni prossime al caso ideale è pari a 4 o 5 volte la lunghezza di vincolo; nel caso da noi esaminato con  $K=3$ , sarebbero sufficienti 12 o 15 intervalli di tempo; solitamente si utilizzano codificatori convoluzionali con  $K=7$  e pertanto il numero di intervalli richiesti secondo la regola citata è pari a 28 o 35. Impiegando 35 intervalli come esempio, il numero di confronti richiesti per fornire un bit in uscita ammonta a  $L \cdot 2^{K-1} = 35 \cdot 2^6 = 2240$  contro  $2^{L+1} = 2^{36}$  che sarebbero richiesti con algoritmo a confronto tradizionale (vale a dire senza applicazione dell'algoritmo di Viterbi) [48].

Quando si impieghi una decodifica di tipo *soft*, in cui cioè, anziché la distanza di Hamming, si utilizzi la distanza euclidea, una migliore stima di prestazioni si ottiene dal *guadagno di codifica (coding gain)*, definito come il guadagno nel rapporto di densità energia/rumore (*energy-to-noise density ratio*) per bit  $E_b/N_0$  relativo ad un sistema privo di codifica che permetta di ottenere un certo bit error rate. Il guadagno in questione è equivalente al guadagno nell'SNR di ingresso a cui venga sottratta la perdita in dB dovuta ai bit ridondanti. Ad esempio, in figura 5.7 viene riportato il BER in funzione del guadagno di codifica per un sistema di trasmissione QPSK privo di codifica e uno con codifica, facendo uso di una lunghezza di vincolo  $K=7$ . Si vede come per un BER di  $10^{-4}$ , il collegamento con codifica necessita di un valore di  $E_b/N_0$  di 5 dB al di sotto del valore di cui ha bisogno il caso di collegamento non codificato; per valori di BER inferiori, tale guadagno converge al valore massimo di 5.5 dB. Nelle curve rappresentate, si è utilizzato il rapporto  $E_b/N_0$  che è equivalente al rapporto fra la potenza di segnale e quella di rumore  $N_0/T_b$  in una larghezza di banda che eguaglia il bit rate, essendo  $T_b$  il tempo di bit.

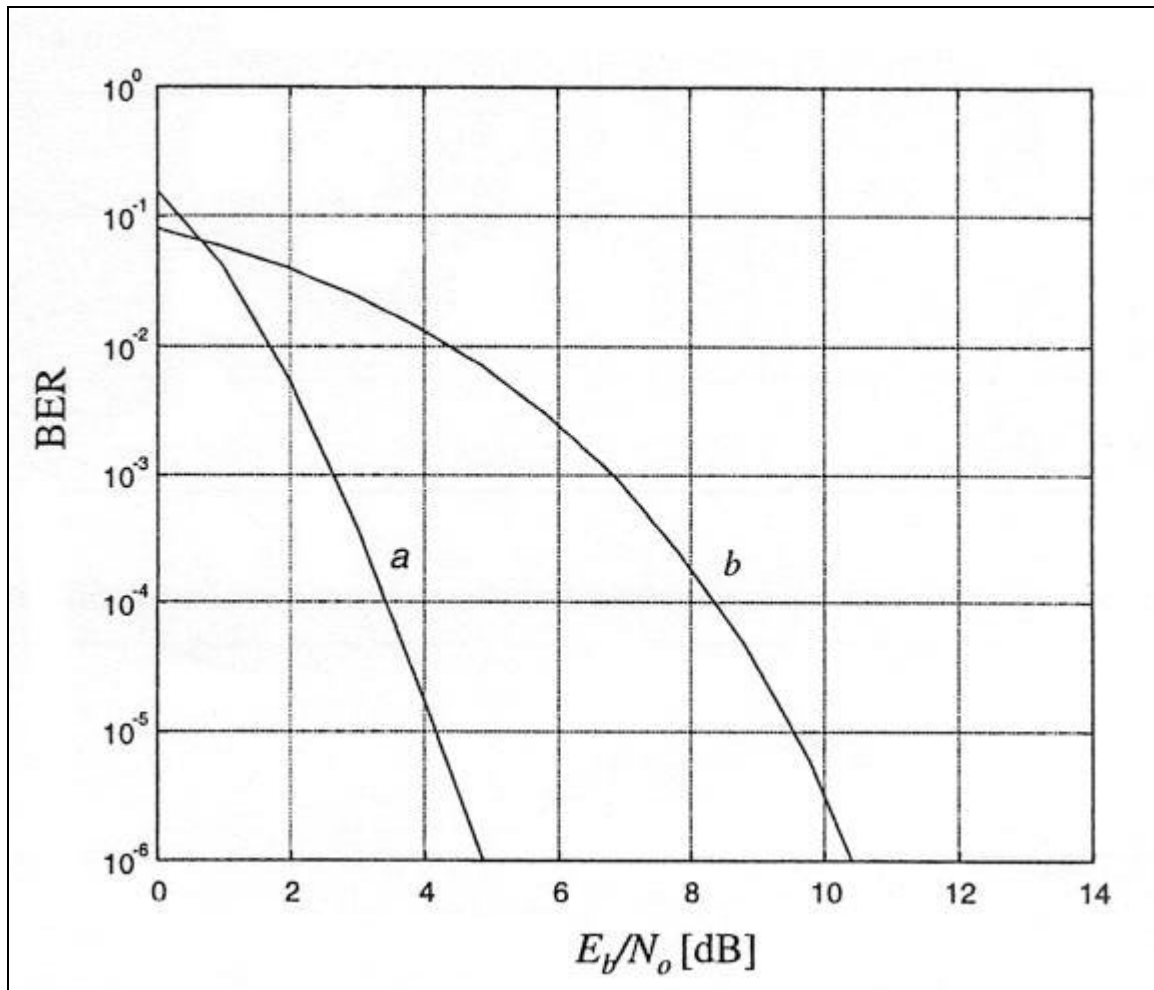


Figura 5.7: BER in funzione del rapporto  $E_b/N_0$  per QPSK codificato (curva a) e non codificato (curva b).

Altre definizioni utili di SNR sono l'SNR di ingresso ed il rapporto di densità energia/rumore per simbolo  $E_s/N_0$ , che è equivalente al rapporto fra la potenza di segnale e quella di rumore  $N_0/T_s$  all'interno di una larghezza di banda pari alla velocità di simbolo, essendo  $T_s$  la sua durata.

Tornando al contesto OFDM,  $E_s/N_0$  è equivalente all'SNR individuale relativo ad ogni sottoportante, più la perdita dovuta all'intervallo di guardia in dB. Tale rapporto è legato ad  $E_b/N_0$  mediante la relazione:

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b T_s}{N_0 T_b} \quad (5.13).$$

Il rapporto segnale/rumore in ingresso  $SNR_i$ , invece, è legato ad  $E_b/N_0$  nel seguente modo:

$$SNR_i = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{BT_b} = \frac{E_b}{N_0} \frac{bMR_c}{BT_s} \quad (5.14),$$

dove  $B$  è la banda occupata dal rumore in ingresso,  $b$  il numero di bit codificati per sottoportante,  $M$  il numero di sottoportanti ed  $R_c$  il rate di codifica. Di base, l' $SNR_i$  è uguale al rapporto  $E_b/N_0$  moltiplicato per il rapporto fra il bit rate e la larghezza di banda del rumore in ingresso. L'ultimo rapporto è equivalente all'efficienza spettrale in bps/Hz; quest'ultima dipende dal numero di bit per sottoportante  $b$ , a sua volta determinato dalla dimensione della costellazione; inoltre dipende dal rate di codifica  $R_c$  e dall'intervallo di guardia che appare indirettamente nella relazione come parte della durata di simbolo  $T_s$ . Il numero di sottoportanti non ha influenza sull'efficienza spettrale, poiché la larghezza di banda del rumore cresce linearmente con  $M$ .

## **5.2 PROBABILITA' D'ERRORE SUL BIT PER UN COLLEGAMENTO OFDM**

Per ricavare una relazione che esprima la probabilità d'errore sul bit in un collegamento OFDM, operiamo una trattazione nel dominio della frequenza. L'espressione che troveremo sarà funzione dei seguenti parametri di sistema:

- rapporto segnale/rumore  $SNR$ ;
- coefficienti DFT della risposta impulsiva di canale;
- numero di sottoportanti utilizzate.



Allo scopo, rappresentiamo al solito uno schema di ricetrasmisione OFDM (fig. 5.8):

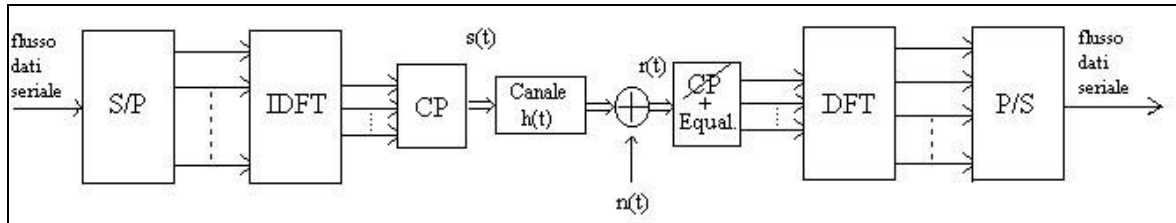


Figura 5.8: Schema di ricetrasmisione OFDM.

Consideriamo il simbolo relativo all'istante di tempo  $l$ -esimo e dunque la sequenza di dati paralleli  $[S_{0,l}, S_{1,l}, \dots, S_{M-1,l}]$  in ingresso al blocco IDFT atto ad operare l'algoritmo di IFFT; a valle, troviamo il blocco CP che inserisce il prefisso ciclico la cui funzione, come ben sappiamo, è mantenere l'ortogonalità fra le sottoportanti, che può essere persa nel passaggio attraverso il canale dispersivo nel tempo, oltre che agire da intervallo di guardia per mitigare l'interferenza intersimbolica. Ai dati trasmessi si addiziona un rumore  $n(t)$ , realizzazione di un processo aleatorio Gaussiano Bianco (AWGN) avente valore atteso nullo e varianza  $\sigma_n^2$  (secondo la notazione usuale  $n(t) \sim N(0, \sigma_n^2)$ ); i dati ricevuti vengono in seguito privati del prefisso ciclico, quindi equalizzati; a valle viene infine eseguita la FFT.

Dopo l'inserimento del prefisso ciclico, si può pensare il passaggio nel canale come una convoluzione circolare fra i coefficienti della sequenza trasmessa e i coefficienti della risposta impulsiva del canale; pertanto, ricordando la proprietà della DFT secondo cui la convoluzione circolare fra due sequenze equivale nel dominio trasformato al prodotto fra le singole DFT delle due, si giunge all'espressione che lega i dati ricevuti a quelli trasmessi, con l'aggiunta del rumore:

$$\begin{aligned}
 R_0 &= S_0 H_0 + N_0 \\
 R_1 &= S_1 H_1 + N_1 \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 R_{M-1} &= S_{M-1} H_{M-1} + N_{M-1}
 \end{aligned} \tag{5.15},$$

dove, per semplicità, si è ommesso l'indice temporale di simbolo;  $H_k$  ed  $N_k$  ( $k=0, \dots, M-1$ ) rappresentano rispettivamente le sequenze DFT della risposta impulsiva e del rumore, su cui è stata operata una eventuale estensione con degli zeri per renderle di lunghezza pari ad  $M$ , numero di sottoportanti:

$$\begin{aligned}
 H_k &= \sum_{i=0}^{M-1} h(i) e^{-\frac{j2\pi ki}{M}} \\
 N_k &= \sum_{i=0}^{M-1} n(i) e^{-\frac{j2\pi ki}{M}}
 \end{aligned} \tag{5.16}.$$

Si noti come il caso di OFDM “puro”, che trattiamo in questa sede, sia equivalente al caso di OFDM-TDMA, dove il simbolo  $l$ -esimo che stiamo considerando è relativo all'1-esimo utente multiplexato nel tempo e avente a disposizione tutte le sottoportanti del sistema per effettuare la trasmissione; il simbolo successivo o antecedente a quello in questione sarà relativo ad un altro utente, ma la trattazione analitica sarà esattamente la stessa.

Gli  $H(k)$  sono in generale numeri complessi. Supponiamo che la modulazione usata sia di tipo QPSK: in tal caso l'informazione che si vuole trasmettere è associata alla fase di ogni coefficiente  $S_k$ ; pertanto, volendo correttamente ricostruire in ricezione il segnale trasmesso, si deve avere una variazione di fase nulla per i dati; una semplice tecnica di equalizzazione, valida nel solo caso di trasmissione di costellazioni a modulo costante, consiste nel moltiplicare i coefficienti della funzione di trasferimento del canale per il loro complesso coniugato in modo che

ogni quantità del tipo  $S_k |H_k|^2$ , essendo  $|H_k|^2$  reale, abbia la stessa fase del coefficiente trasmesso  $S_k$ .

Pertanto i dati dopo equalizzazione saranno:

$$\begin{aligned}
 \tilde{R}_0 &= S_0 |H_0|^2 + N_0 H_0^* \\
 \tilde{R}_1 &= S_1 |H_1|^2 + N_1 H_1^* \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 \tilde{R}_{M-1} &= S_{M-1} |H_{M-1}|^2 + N_{M-1} H_{M-1}^*
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Al solito, scrivendo queste relazioni, si suppone che i coefficienti della risposta in frequenza del canale siano perfettamente noti in ricezione; in realtà, le tecniche di stima di canale consentiranno la conoscenza dei coefficienti  $H_k$  a meno di un termine di errore; pertanto si può scrivere che il valore stimato dei coefficienti  $H_k$  è  $\hat{H}_k = H_k + e_k$ , avendo indicato con  $e_k$  l'errore di stima [9] che non verrà considerato in seguito per semplicità.

Si può caratterizzare il canale con un modello di Jakes [4], secondo il quale la risposta impulsiva tiene conto sia della variabilità nel tempo che del fenomeno dei cammini multipli, consistente in una componente principale e componenti riflesse del segnale, generate dagli oggetti “scatteranti” e presenti nello spazio circostante; così, ad esempio nel DL di una wLAN, al RT che si muove con velocità  $v(t)$  rispetto alla stazione radiobase, giungerà una componente principale di segnale a cui si sommeranno varie repliche ritardate; pertanto la risposta impulsiva assumerà l'espressione:

$$h(\tau; t) = \sum_{q=1}^L h_q(t) \delta(t - \tau - t_q) \tag{5.18},$$

dove i coefficienti  $h_q(t)$ , variabili col tempo, possono essere espressi come:

$$h_q(t) = \sum_{n=1}^N A_n e^{j2\pi f_d n t} \quad (5.19),$$

rappresentando  $N$  il numero di cammini multipli; i coefficienti  $A_n$  si assumono variabili aleatorie Gaussiane complesse a valore atteso nullo; ciò equivale a considerare un modello di propagazione di Rayleigh. Ad ogni modo, se si assume il tempo di coerenza del canale pari almeno alla durata di simbolo, durante la trasmissione di questo, le caratteristiche del mezzo possono ritenersi con buona approssimazione costanti. Altri parametri di propagazione sono (nel DL) gli angoli  $\alpha$  con cui le varie onde riflesse incidono sul terminale mobile, i quali si assumono distribuiti uniformemente tra  $0$  e  $2\pi$  intorno ad esso. Ci sono infine le frequenze Doppler che discendono direttamente dal fatto che il RT si muove con una certa velocità; la generica frequenza Doppler relativa all' $n$ -esimo cammino multiplo è una variabile aleatoria pari a  $f_{d,n} = f_{d,\max} \cos \alpha$ , dove  $f_{d,\max}$  è il valore di frequenza Doppler che si ha quando il terminale ha una velocità con direzione parallela a quella dell'onda riflessa ed è pari a  $\frac{v(t)}{\lambda}$ ;  $\lambda = \frac{c}{f}$  è a sua volta il valore della lunghezza d'onda relativa alla frequenza  $f$  del segnale trasmesso, mentre  $c$  è la velocità della luce che è pari a  $3 \cdot 10^8$  m/s.

La costellazione che viene trasmessa nella modulazione di fase QPSK che utilizziamo è quella rappresentata nella figura 5.9; l'informazione viene inviata pertanto variando la fase di ciascun simbolo.

Il  $k$ -esimo coefficiente dunque, potendo assumere una delle quattro disposizioni spaziali illustrate, avrà forma analitica:

$$S_{k,n} = e^{j(2n+1)\frac{\pi}{4}} \quad (5.20),$$

con  $0 \leq n \leq 3$ .

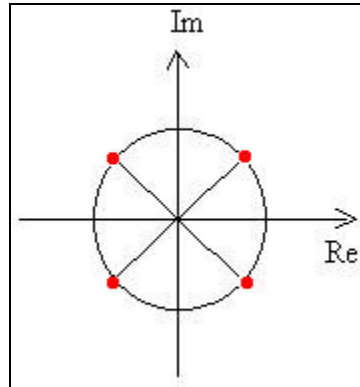


Figura 5.9: Costellazione QPSK.

Esplicitando questa espressione, ci si accorge che il generico simbolo avrà due componenti, una variante come un coseno e l'altra come un seno:

$$S_{k,n} = \cos\left(\frac{\varnothing}{4}(2n+1)\right) \frac{P}{4} + j \sin\left(\frac{\varnothing}{4}(2n+1)\right) \frac{P}{4} \quad (5.21);$$

a ciò si può associare una notazione vettoriale del tipo:

$$\underline{S}_{k,n} = [S_{1k,n}, S_{2k,n}] \quad (5.22);$$

è allora possibile utilizzare sia una analoga scissione in componenti che una analoga notazione vettoriale rispettivamente per il rumore e per il simbolo ricevuto, entrambi sia prima che dopo equalizzazione:

$$\begin{aligned} \underline{N}_k &= [N_{1k,n}, N_{2k,n}] \\ \underline{W}_k &= [W_{1k,n}, W_{2k,n}] \\ \underline{R}_{k,n} &= [R_{1k,n}, R_{2k,n}] \\ \tilde{\underline{R}}_{k,n} &= [\tilde{R}_{1k,n}, \tilde{R}_{2k,n}] \end{aligned} \quad (5.23),$$

dove:

$$\begin{aligned} R_{1k,n} &= S_{1k,n} H_k + N_{1k,n} & \tilde{R}_{1k,n} &= A S_{1k,n} + W_{1k,n} \\ R_{2k,n} &= S_{2k,n} H_k + N_{2k,n} & \tilde{R}_{2k,n} &= A S_{2k,n} + W_{2k,n} \end{aligned} \quad (5.24),$$

avendo posto  $A = |H_k|^2$  e

$$\begin{aligned} W_{1k,n} &= H_k^* N_{1k,n} \\ W_{2k,n} &= H_k^* N_{2k,n} \end{aligned} \quad (5.25).$$

In sostanza il rumore subisce una trasformazione lineare del tipo  $W_k = H_k^* N_k$ , pertanto resta Gaussiano a valore atteso nullo anche dopo equalizzazione; questo si indica con la notazione:  $\underline{W}_k \sim (\underline{0}, S_w^2 I_{2 \cdot 2})$ ; la varianza subirà una modifica di scala data da:

$$S_w^2 = A S_n^2 = A \frac{N_0}{2} \quad (5.26);$$

dunque le densità di probabilità del rumore prima e dopo equalizzazione saranno rispettivamente:

$$\begin{aligned} p_n(\underline{n}) &= \frac{1}{2^2 p S_n^2} e^{-\frac{\underline{n}^H \underline{n}}{2 S_n^2}} \\ p_w(\underline{w}) &= \frac{1}{2^2 p S_w^2} e^{-\frac{\underline{w}^H \underline{w}}{2 S_w^2}} \end{aligned} \quad (5.27).$$

In ricezione, il demodulatore MV (massima verosimiglianza) massimizza la probabilità:

$$p_{\tilde{R}}(\underline{\tilde{R}}_{k,n} | \underline{S}_{k,n}) = p_w(\underline{\tilde{R}}_{k,n} - A \underline{S}_{k,n}) = \frac{1}{2^2 p S_w^2} e^{-\frac{(\underline{\tilde{R}}_{k,n} - A \underline{S}_{k,n})^H (\underline{\tilde{R}}_{k,n} - A \underline{S}_{k,n})}{2 S_w^2}} \quad (5.28);$$

ciò equivale a minimizzare l'esponente dell'espressione, trovando quel valore di  $\underline{S}_{k,n}$  tale che:

$$(\tilde{R}_{k,n} - A \underline{S}_{k,n})^H (\tilde{R}_{k,n} - A \underline{S}_{k,n}) \leq (\tilde{R}_{k,n} - A \underline{S}_{k,j})^H (\tilde{R}_{k,n} - A \underline{S}_{k,j}) \quad \forall n, j \quad (5.29).$$

In realtà, il segnale modulato QPSK può vedersi composto da due segnali indipendenti modulati BPSK, associati uno alla componente in fase e l'altro a quella in quadratura del segnale globale. Se  $\underline{R} = R_1 + jR_2$  è il vettore che rappresenta il segnale totale, le componenti, essendo indipendenti, possono essere rivelate separatamente ed indipendentemente senza perdita di ottimalità [45].

La probabilità d'errore sul bit relativa ai due flussi BPSK è la stessa; potendo calcolare quella relativa al segnale QPSK come media aritmetica fra quelle dei singoli segnali BPSK, essa coinciderà con la probabilità d'errore sul bit relativa alla singola componente. L'analisi a questo punto si può spostare sul singolo segnale modulato BPSK, per quanto appena esposto.

Consideriamo ad esempio il segnale  $\tilde{R}_{1k,n}$ ; possiamo continuare ad utilizzare una notazione vettoriale con l'accortezza che il vettore è ora monodimensionale; associamo quindi a tale segnale il vettore  $\tilde{R}_{1k,n} = A \underline{S}_{1k,n} + \underline{W}_{1k,n}$ ; questo potrà avere una fase nulla o pari a  $\rho$  in dipendenza del fatto che il valore che si stia ricevendo sia 1 o -1; il demodulatore a massima verosimiglianza sostanzialmente divide il piano complesso in due zone che chiamiamo  $R_{1,0}$  e  $R_{1,\rho}$ ; se il vettore  $\tilde{R}_{1k,n} = A \underline{S}_{1k,n} + \underline{W}_{1k,n}$  che si riceve cade nella prima, il demodulatore decide che è stato trasmesso un 1, se nella seconda -1; a tali valori in trasmissione associamo i vettori  $\underline{S}_{1,0}$  e  $\underline{S}_{1,\rho}$  rispettivamente.

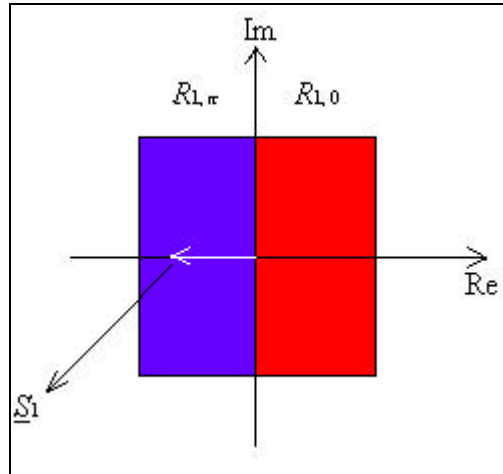


Figura 5.10: Regioni di discriminazione.

Esprimendo la probabilità d'errore sul bit in funzione della probabilità di corretta rivelazione, si ha:

$$P_{e,b} = 1 - P_{c,b} = 1 - Pr \{ \underline{R}_{1,c} = R_{1,0} | A \underline{S}_{1,0} \} = 1 - Pr \{ \underline{R}_{1,c} = R_{1,p} | A \underline{S}_{1,p} \} = 1 - Pr \{ A |\underline{S}_{1,0}| + |\underline{w}_1| > 0 \},$$

avendo omissso i pedici n e k per maggior chiarezza. Dunque con semplici passaggi matematici si ricava che:

$$P_{e,b} = Pr \{ |\underline{w}_1| < -A |\underline{S}_{1,0}| \} = \int_{-A |\underline{S}_{1,0}|}^{-\infty} \frac{1}{\sqrt{2p_{S_w^2}}} e^{-\frac{u^2}{2S_w^2}} du = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{d}{2\sqrt{2}S_w},$$

dove

$$d^2 = |A \underline{S}_{1,0} - A \underline{S}_{1,p}|^2 = 4A^2 E \tag{5.30},$$

essendo E l'energia del simbolo BPSK  $\underline{S}_{1,0}$  o  $\underline{S}_{1,p}$  (la stessa per entrambi).

In conclusione, la probabilità d'errore sul bit del singolo segnale BPSK, che coincide con quella sul bit del segnale globale QPSK sarà data da:



$$P_{e,b} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{d}{2\sqrt{2}S_w} \quad (5.31),$$

che, sostituendo le espressioni dei parametri coinvolti, diviene:

$$P_{e,b} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{|H_k|^2 SNR} \right\} \quad (5.32),$$

dove  $k=0, \dots, M-1$  è l'indice di portante ed  $SNR$  il rapporto segnale/rumore per bit. Essendo tale espressione relativa alla portante  $k$ -esima, si può mediare sulle  $M$  sottoportanti ed ottenere la probabilità d'errore sul bit media:

$$\overline{P_{e,b}} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{|H_k|^2 SNR} \right\} \quad (5.33).$$

### 5.3 PROBABILITA' D'ERRORE SUL BIT PER UN COLLEGAMENTO OFDM – CDMA

Visti i pregi che la tecnica d'accesso CDMA presenta, i quali sono stati ampiamente discussi nei capitoli 3 e 4 di questa tesi, decidiamo di ricavare, con considerazioni analoghe a quelle svolte nel paragrafo precedente, l'espressione della probabilità d'errore sul bit anche per un collegamento OFDM-CDMA.

In una connessione fra due utenti di cui uno possa essere mobile (il caso è ben rappresentato dalla tratta di DL in una wLAN), il simbolo  $n$ -esimo ricevuto dall'utente  $j$ -esimo, dopo aver effettuato equalizzazione e moltiplicazione per il codice, è dato dalla (4.10) che riscriviamo qui di seguito per completezza:

$$\hat{R}_j(n) = M S_j(n) + \sum_{k=0}^{M-1} c_j^*(k) \frac{N_j(k)}{H_j(k)}.$$

Tenendo conto del fatto che il rumore  $N_j$  è Gaussiano Bianco e che la trasformazione che subisce in ricezione non ne altera la natura, il rumore

$W_j(n) = \sum_{k=0}^{M-1} c_j^*(k) \frac{N_j(k)}{H_j(k)}$  sul simbolo  $\hat{R}_j(n)$  è ancora Gaussiano Bianco, e cioè,

secondo la usuale notazione,  $W_j(n) \sim (0, S_w^2 I_{2 \times 2})$ . In particolare, indicata con  $S_n^2$  la varianza del rumore prima dell'equalizzazione, la varianza del rumore post-equalizzazione sarà pari a:

$$S_w^2 = \frac{S_n^2}{\sum_{k=0}^{M-1} |H_j(k)|^2} = \frac{N_0}{2} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{|H_j(k)|^2} \quad (5.34).$$

Ipotizzando di impiegare una modulazione QPSK per i simboli trasmessi, come nel precedente caso dell'OFDM, l'espressione della probabilità d'errore sul bit cercata può essere ricavata secondo quanto già fatto nel paragrafo 5.2, a cui si rimanda per alcuni passaggi. In particolare, l'espressione (4.10) del simbolo ricevuto è simile a quella del generico simbolo nella espressione (5.17) del caso OFDM, la quale aveva portato ad esprimere la probabilità d'errore sul bit come nella (5.31).

Dal confronto tra le due espressioni, si arriva alla seguente formula per la probabilità d'errore sul bit nel caso in esame:

$$P_{e,b} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E}{2 S_w^2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E}{2} \frac{1}{\sum_{k=0}^{M-1} |H_j(k)|^2} \frac{1}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E}{\sum_{k=0}^{M-1} |H_j(k)|^2 N_0}} \right)$$

e quindi all'espressione cercata:

$$P_{e,b} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{SNR}{\sum_{k=0}^{M-1} |H_j(k)|^2}} \right) \quad (5.35).$$

## 5.4 PROBABILITA' D'ERRORE SUL PACCHETTO DATI

Ricavata l'espressione della probabilità d'errore sul bit in funzione dei parametri del sistema, vogliamo trovare l'espressione per la probabilità d'errore sull'unità informativa elementare trasmessa, la quale sarà costituita da un certo numero di bit relativi ai dati originari e da bit di ridondanza decisi da una determinata codifica.

Iniziamo la trattazione dall'eventualità più banale in cui non si applichi alcun tipo di correzione d'errore (FEC). In tal caso, la probabilità di corretta rivelazione del singolo bit è il complemento a 1 della probabilità d'errore sul bit:  $P_{c,b} = 1 - P_{e,b}$ ; la probabilità di corretta rivelazione del pacchetto, considerando gli eventi d'errore statisticamente indipendenti, è il prodotto fra le singole probabilità di corretta rivelazione di ogni bit:

$$P_{c, PACCHETTO} = P_{c,b}^N = (1 - P_{e,b})^N \quad (5.36),$$

con N numero di bit in un pacchetto, da cui:

$$P_{e, PACCHETTO} = 1 - P_{c, PACCHETTO} = 1 - (1 - P_{e,b})^N \quad (\text{senza FEC}) \quad (5.37),$$

Se si applica una correzione d'errore in grado di correggere fino a t bit errati su ogni unità informativa, la probabilità d'errore su ogni pacchetto sarà la somma delle singole probabilità di avere t+1, t+2, ..., N bit errati su una sequenza di N bit:

$$P_{e, PACCHETTO} = P(t+1, N) + P(t+2, N) + \dots + P(N, N) = \sum_{m=t+1}^N P(m, N) \quad (5.38),$$

dove  $P(m, N)$  è la probabilità di avere m bit errati su una sequenza di N, pertanto:

$$P(m, N) = \binom{N}{m} P_{e,b}^m (1 - P_{e,b})^{N-m} \quad (5.39);$$

dunque:

$$P_{e, PACCHETTO} = \sum_{m=t+1}^N \binom{N}{m} P_{e,b}^m (1 - P_{e,b})^{N-m} \quad (\text{in presenza di FEC}) \quad (5.40).$$

Si noti come questa formula sia di validità del tutto generale; è la particolare espressione della probabilità d'errore sul bit che la specializza al caso; così potremmo ad esempio ottenere la probabilità d'errore sul pacchetto quando il collegamento fosse di tipo OFDM-TDMA oppure OFDM-CDMA, semplicemente sostituendo nella (5.36) le espressioni delle rispettive probabilità d'errore sul bit precedentemente ricavate.

L'ultimo passo da fare è, a questo punto, avvalendosi della precedente relazione, ricavare una espressione che descriva l'andamento della capacità correttiva del FEC in funzione della qualità di canale, prefiggendosi un valore target di probabilità d'errore sul pacchetto.

## **5.5 ADATTAMENTO DEL FEC ALLE CONDIZIONI DI CANALE**

Abbiamo visto come la probabilità d'errore sull'unità informativa sia esprimibile in funzione della probabilità d'errore sul bit, a sua volta dipendente da parametri che caratterizzano la qualità del canale tempo-variante; pertanto, la probabilità d'errore sul bit è un parametro che sonda la "bontà" del canale.

Se riusciamo, dunque, fissata la probabilità d'errore sul pacchetto che soddisfi dei requisiti di QoS prefissati, a ricavare una espressione matematica in forma chiusa per la capacità correttiva del codice, avremo descritto essenzialmente come il FEC sia in grado di aggiustare il numero di bit di parità da impiegare in ogni parola, in funzione della qualità del canale.

Immaginiamo semplicemente di adottare una codifica a blocchi sul pacchetto informativo; come ampiamente descritto all'inizio del capitolo, sappiamo che essa è in grado di correggere un numero di errori massimo pari alla metà dei bit di ridondanza che caratterizzano ogni blocco. Pertanto, con la notazione della (5.40), assumiamo che il numero massimo di bit  $t$  che si possano correggere sia proprio a

$$t = \frac{L_{FEC}}{2} \quad (5.41),$$

dove con  $L_{FEC}$  si è indicato il numero di bit di parità presenti in ogni parola codificata.

Iniziamo esprimendo la probabilità d'errore sul pacchetto come complemento a 1 della probabilità di corretta rivelazione dello stesso; quest'ultima corrisponderà alla somma delle probabilità di avere, su un blocco di  $N$  bit, 0, 1, 2, ...,  $t$  bit errati (il FEC è infatti per ipotesi in grado di correggerne fino a  $t$ ):

$$P_{e, PACCHETTO} = 1 - P_{c, PACCHETTO} = 1 - \sum_{m=0}^t \binom{N}{m} P_{e,b}^m (1 - P_{e,b})^{N-m} \quad (5.42).$$

Supponendo ragionevolmente che siano verificate le ipotesi:

$$\begin{aligned} N P_{e,b} (1 - P_{e,b}) &\gg 1 \\ |m - N P_{e,b}| &< \sqrt{N P_{e,b} (1 - P_{e,b})} \end{aligned} \quad (5.43),$$

la sommatoria che compare nella (5.42) può facilmente essere approssimata nel modo seguente avvalendosi del teorema di De Moivre-Laplace [46]:

$$\sum_{m=0}^t \binom{N}{m} P_{e,b}^m (1 - P_{e,b})^{N-m} \gg G \frac{\exp\left\{-\frac{t - N P_{e,b}}{\sqrt{N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}}\right\}}{\sqrt{N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}} \quad (5.44),$$

dove la funzione  $G(x)$  assume la forma:

$$G(x) = \operatorname{erfc}^{\zeta}(x) + \frac{1}{2} \quad (5.45),$$

avendo definito la funzione  $\operatorname{erfc}^{\zeta}(x)$  come:

$$\operatorname{erfc}^{\zeta}(x) = \frac{1}{\sqrt{2P}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (5.46).$$

Dunque:

$$P_{e, \text{PACCHETTO}} = 1 - \frac{1}{2} + \operatorname{erfc}^{\zeta} \left( \frac{x}{\sqrt{N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}} \right) = \operatorname{erfc}^{\zeta} \left( \frac{x}{\sqrt{N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}} \right) \quad (5.47).$$

Operiamo, a questo punto, il passaggio dalle funzioni  $\operatorname{erfc}^{\zeta}$  ed  $\operatorname{erfc}^{\zeta}$ , come definite sopra in base a [46], alle funzioni tradizionali  $\operatorname{erf}$  ed  $\operatorname{erfc}$  definite come:

$$\begin{aligned} \operatorname{erf}(x) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \\ \operatorname{erfc}(x) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \end{aligned} \quad (5.48);$$

il legame che sussiste è:

$$\begin{aligned} \operatorname{erfc}^{\zeta}(x) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right) \\ \operatorname{erfc}^{\zeta}(x) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (5.49).$$

Questo ci permette di riscrivere la (5.47) come:

$$P_{e, PACCHETTO} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{t - N P_{e,b}}{\sqrt{2N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}} \quad (5.50).$$

Ricordando che la  $\operatorname{erfc}(x)$  ammette il seguente limite esponenziale [45]:

$$\operatorname{erfc}(x) \approx e^{-x^2} \quad (5.51),$$

e che questo è tanto più vero quanto più l'argomento è elevato, possiamo scrivere :

$$P_{e, PACCHETTO} \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{t - N P_{e,b}}{\sqrt{2N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}}^2} \quad (5.52);$$

supponendo con buona approssimazione valido il limite di uguaglianza, che equivale a considerare il caso peggiore, passando ai logaritmi, si ha:

$$\ln(2 P_{e, PACCHETTO}) = -\frac{t - N P_{e,b}}{\sqrt{2N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}}^2$$

$$\ln \frac{1}{2 P_{e, PACCHETTO}} = \frac{t - N P_{e,b}}{\sqrt{2N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}}^2,$$

da cui, con semplici passaggi:

$$\frac{t - N P_{e,b}}{\sqrt{2N P_{e,b} (1 - P_{e,b})}} = \sqrt{\ln \frac{1}{2 P_{e, PACCHETTO}}}$$

e ancora:

$$t = N P_{e,b} + \sqrt{2N P_{e,b} (1 - P_{e,b}) \ln \frac{1}{2 P_{e,PACCHETTO}}} \quad (5.53).$$

Concludendo, con riferimento alla relazione (5.41), possiamo ricavare l'espressione del numero di bit di ridondanza che cercavamo, in funzione di una probabilità di errore target sul pacchetto e delle condizioni di canale, racchiuse nella probabilità d'errore sul bit:

$$L_{FEC} = 2N P_{e,b} + 2 \sqrt{2N P_{e,b} (1 - P_{e,b}) \ln \frac{1}{2 P_{e,PACCHETTO}}} \quad (5.54).$$



## CONCLUSIONI

In questo lavoro di tesi, si è cercato di focalizzare le tendenze odierne nelle telecomunicazioni in ambito wireless, mettendo al centro della trattazione la tecnica di trasmissione OFDM.

Partendo da una spiegazione delle principali strutture wireless LAN e accennando a quelli che sono gli standard oggi giorno affermati, si è in seguito fornita una breve descrizione dell'evoluzione verso le PAN (Personal Area Network), mettendo in risalto la propensione allo sviluppo di un mondo multimediale sempre più a misura d'uomo.

Poiché in ambito wireless la tecnica di trasmissione OFDM tende a divenire predominante, si è data una accurata analisi del collegamento OFDM evidenziandone alcuni aspetti: dalla efficienza che esso mostra nel combattere il fenomeno dei cammini multipli alla convenienza di implementazione con circuiti digitali in grado di effettuare la IDFT e la DFT mediante gli algoritmi di IFFT e FFT, minimizzando la complessità computazionale; dalla più spiccata sensibilità verso i problemi di sincronizzazione rispetto ai sistemi a portante singola al ruolo fondamentale che gioca la presenza del prefisso ciclico nel mantenere l'ortogonalità fra le diverse sottoportanti, mitigando gli effetti dell'interferenza inter-portante; agendo come intervallo di guardia, esso riduce anche il fenomeno dell'interferenza intersimbolica. Ciò si paga evidentemente con una perdita, comunque accettabile, nel rapporto segnale/rumore. Altro espediente che è stato discusso al fine di limitare l'interferenza inter-portante e intersimbolica è l'uso di sagomatura a coseno rialzato nella trasmissione dei simboli in luogo dell'impulso rettangolare, dispersivo in frequenza.

Si sono poi descritti alcuni degli algoritmi reperibili in letteratura riguardanti l'OFDM adattativo (AOFDM), il cui scopo fondamentale è permettere al trasmettitore di reagire alla natura tempo-variante del canale: ciò viene attuato aggiustando la trasmissione del sistema in termini di portata sulla singola sottobanda, valutando la qualità di quest'ultima e variandone il livello di

modulazione al fine di raggiungere dei valori di BER target; ciò ha permesso di esaltare la flessibilità del sistema OFDM, che permette l'uso di differenti schemi di modulazione numerica sui distinti sottocanali. Si è visto anche come, combinando l'adattamento della modulazione con la pre-distorsione spettrale, sia possibile trasmettere i dati in una determinata sottobanda ad un livello di potenza che assicuri un prefissato SNR al ricevitore. Tutto ciò è stato spiegato con la premessa relativa all'importanza e necessità che riveste la stima di canale e la possibilità di "blind detection" in codesto sistema.

L'OFDM è stato quindi studiato in combinazione alle più comuni tecniche di accesso multiplo al canale, risultando il CDMA quella che presenta il maggior numero di gradi di libertà, ma anche una certa complessità realizzativa, dovuta all'impiego di strategie atte ad espandere lo spettro del segnale trasmesso ed a recuperarlo in ricezione; si è esaltata in particolare l'efficacia del sistema nel combattere l'interferenza a banda stretta e dovuta a multipath.

In ambito wireless LAN, si è visto come l'uso del CDMA abbinato all'OFDM sia conveniente nella sola tratta di DOWNLINK, a causa della presenza di interferenza multiutente da cui è affetto il collegamento contrario; l'assegnazione strategica di pacchetti di sottoportanti ai diversi utenti è comunque in grado di mitigare l'evento. Si è inoltre messo in risalto l'aspetto relativo ai vincoli di qualità di servizio delle classi di sorgenti di traffico a *Banda Garantita* e *Best Effort* che richiedono l'uso del mezzo trasmissivo; si è puntualizzato come le seconde presentino vincoli stringenti in termini di sola integrità informativa dei pacchetti mentre le prime anche di ritardi temporali con cui questi devono giungere a destinazione.

Avendo sempre caratterizzato il canale come affetto da rumore Gaussiano Bianco, responsabile di attenuazione ed errori di trasmissione, si è dedicato un intero capitolo alla correzione degli errori che faccia uso di codifica di canale. Si sono descritte le due classi di codici fondamentali: quelli a blocchi (con sottocategorie di codici ciclici e di Reed-Solomon, questi ultimi operanti su simboli multibit e particolarmente adatti alla correzione di errori di tipo *burst*), mediante i quali l'unità informativa che viene codificata dipende esclusivamente da quella in ingresso al

codificatore, e quelli convoluzionali; questi ultimi danno luogo ad un processo di codifica con memoria, dipendendo la sequenza codificata non solo da quella presente in ingresso al codificatore, ma anche da quelle emesse in precedenza; in questo ultimo caso si è analizzato l'algoritmo di decodifica di Viterbi.

Infine, si è valutata l'espressione analitica della probabilità d'errore sul bit per un collegamento OFDM in funzione del numero di sottoportanti, dei coefficienti DFT della risposta impulsiva del canale e del rapporto segnale/rumore, immaginando di utilizzare una modulazione numerica di tipo QPSK; lo stesso è stato fatto nel caso di collegamento OFDM-CDMA; inoltre, si è ricavata la formula, di validità anche più generale, che esprime la probabilità d'errore sul pacchetto informativo trasmesso. Ciò ha condotto, in conclusione, a fissare un valore target di probabilità d'errore sulla singola unità informativa inviata, ricavando l'espressione analitica della capacità correttiva di un codice a blocchi in funzione del target prestabilito e della qualità di canale: ciò ha permesso di rilevare come la capacità correttiva del codice si adegui alle condizioni di qualità di canale tempo-variante, dipendendo dal rapporto segnale/rumore tramite la probabilità d'errore sul bit.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] Transmission and Reception. Technical Report GSM Recommendation 05.05, Version 3.11.0, ETSI, Valbonne, France, Mar. 1996.
  
- [2] Working Document Towards ETR/SMG-50402 Selection Procedures for the Choice of Radio Transmission Technologies of the Universal Mobile Communications System (UMTS). Technical Report DTR/SMG-50402, ETSI, Valbonne, France, 1996.
  
- [3] J. Proakis. *Digital Communications*. Prentice Hall, 3rd Edition, 1995.
  
- [4] W. C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. Classic Reissue. IEEE Press, Piscataway, New Jersey, 1974.
  
- [5] A. Müller. OFDM Transmission over Time Variant Channels. In *Proc. Int. Broadc. Conv.*, Number 397, Pages 533-538, Amsterdam, Netherlands, Sept. 1994.
  
- [6] M. Russel and G. Stüber. Interchannel Interference Analysis of OFDM in a Mobile Environment. In *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, Volume 2, Pages 820-824, Chicago, IL, July 1995.
  
- [7] S. K. Wilson. *Digital Audio Broadcasting in a Fading and Dispersive Channel*. PhD Thesis, Stanford University, CA, Aug. 1994.
  
- [8] R. Van Nee *et al.*, “New High Rate Wireless LAN Standards”, *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 37, No. 12, Dec. 1999, Pp. 82-88.

- [9] S. Hara, M. Mouri, M. Mokada, and N. Morinaga. Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Channel. In *Wireless Personal Communications*, Volume 2. Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [10] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude. Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting. *IEEE Commun. Mag.*, 33(2):100-109, Feb. 1995.
- [11] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing. *Proc. IEEE*, 83(6):982-996, June 1995.
- [12] A. Peled and A. Ruiz. Frequency Domain Data Transmission Using Non-Synchronized Sampling. In *Proc. Globecom*, Volume 1, pages 253-257, San Francisco, CA, Nov. 1994.
- [13] J. A. C. Bingham. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea whose Time Has Come. *IEEE Commun. Mag.*, 28(5):5-14, May 1990.
- [14] A. Oppenheim and R. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, 1989.
- [15] S. B. Weinstein and P. M. Ebert. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Trans. Commun.*, COM-19(5):628-634, Oct. 1971.
- [16] A. Valhin and N. Holte. Optimal Finite Duration Pulses for OFDM. *IEEE Trans. Commun.*, 44(1):10-14, Jan. 1996.
- [17] R. Haas. *Application des Transmissions a' Porteuses Multiples aux Communications Radio Mobiles*. PhD Thesis, Ecole National Supérieure Des

Télécommunications, Paris, France, Jan. 1996. In English.

- [18] P. Höer. TCM on Frequency-Selective Land-Mobile Fading Channels. In *Proc. Tirrenia Int. Workshop Digital Commun.*, Tirrenia, Italy, Sept. 1991.
- [19] M. Sandell and O. Edfors. A Comparative Study of Pilot-Based Channel Estimators for Wireless OFDM. Research Report TULEA 1996:20, Div. Of Signal Processing, Lulea University Of Technology, Sept. 1996.
- [20] M. Vetterli and J. Kovacevic. *Wavelets and Subband Coding*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1995.
- [21] W. D. Warner and C. Leung. OFDM/FM Frame Synchronization for Mobile Radio Data Communication. *IEEE Trans Vehic. Technol.*, 42(3):302-313, Aug. 1993.
- [22] J.-J. Van De Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson. ML Estimation of Timing and Frequency Offset in Multicarrier Systems. Research Report TULEA 1996:09, Division of Signal Processing, Lulea University Of Technology, 1996.
- [23] M. Sandell, J.-J. Van De Beek, and P.O. Börjesson. Timing and Intern. Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix. In *Intern. Synp. Synch.*, Pages 16-19, Essen, Germany, Dec. 1995.
- [24] T. Pollet and M. Moeneclaey. Synchronizability of OFDM Signals. In *Proc. Globecom*, Volume 3, Pages 2054-2058, Singapore, Nov. 1995.
- [25] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey. BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise. *IEEE Trans.*

*Commun.*, 43(2/3/4) :191-193, Feb/Mar /Apr 1995.

- [26] T. Pollet, P. Spruyt, and M. Moeneclaey. The BER Performance of OFDM Systems Using Non-Synchronized Sampling. In Proc. Globecom, Volume 1, Page 253-257, San Francisco, CA, Nov. 1994.
- [27] P. Moose. A Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Offset Correction. *IEEE Trans. Commun.*, 42(10):2908-2914, Oct. 1994.
- [28] L. Wei and C. Schlegel. Synchronization Requirements for Multi-User OFDM on Satellite Mobile and Two-Path Rayleigh Fading Channels. *IEEE Trans. Commun.*, 43(2/3/4) :887-895, Feb/Mar/Apr 1995.
- [29] P. Frenger and A. Svensson. A Decision-Directed Coherent Detector for OFDM. In *Proc. IEEE Vehic. Technol. Conf.*, Volume3, Pages 1584-1588, Atlanta, GA, Apr. 1996.
- [30] V. Engels and H. Rohling. Multilevel Differential Modulation Technique (64-DAPSK) for Multicarrier Transmission Systems. *Eur. Trans. Telecommun. Rel. Technol.*, 6(6) :633-640, Nov. 1995.
- [31] J. K. Cavers, "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 40, no. 4, Pp. 686- 693, 1991.
- [32] J. M. Torrance, "Adaptive Full Response Digital Modulation for Rayleigh Fading Channels", PhD Dissertation, Univ. of Southampton, Southampton, U.K., Mar. 1997.
- [33] R. W. Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals For

Multichannel Data Transmission ”, *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 46, Pp.1775-1796, Dec. 1966.

- [34] S. Barbarossa, T. Bucciarelli. *Lezioni di Teoria dei Segnali (Segnali Certi)*. Edizioni Ingegneria 2000. Roma, 1993.
- [35] Viterbi, A.M.; Viterbi, A.J.: *Erlang Capacity of a Power-Controlled CDMA System*. “IEEE Journal on Selected Areas in Communications”, Vol. 11, Pp. 892-900, August 1993.
- [36] Ramjee Prasad. *Universal Wireless Personal Communications*. Artech House Publishers, 1998.
- [37] N. Yee, J. P. Linnartz, and G. Fettweis. Multicarrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks. *In Proc. of IEEE PIMRC'93*, Pages 109-113, September 1993.
- [38] G. B. Giannakis, Z. Wang, A. Scaglione, and S. Barbarossa. AMOUR Generalized Multicarrier Transceiver for Blind CDMA Regardless Multipath. *IEEE Transactions on Communications*, 48:2064-2076, December 2000.
- [39] Aldo Roveri; *Reti di Telecomunicazioni, Principi Generali*; 1995, Scuola Superiore G. Reiss Romoli, L'Aquila (Italia).
- [40] P. P. Giusto, F. Vatalaro; *Accesso Multiplo a Divisione di Codice per Sistemi Radiomobili Cellulari di Terza Generazione*. Notiziario Tecnico Telecom Italia - *Anno 9 N. 2 - Ottobre 2000*.
- [41] Padovani, R.: *Reverse Link Performance of IS-95 Based Cellular Systems*. “IEEE Personal Communications” Third Quarter 1994, Pp. 28-34.



- [42] M. Gerla, A. Zanella; Bluetooth: Una Nuova Tecnologia per Reti Radio Personali. *Notiziario Tecnico Telecom Italia - Anno 10 N. 2 - Settembre 2001*.
- [43] T. Keller, L. Hanzo; Adaptive Modulation Techniques for Duplex OFDM Transmission. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 49, No. 5, September 2000.
- [44] T. Keller, M. Münster, and L. Hanzo, *Senior Member, IEEE*; A Turbo-Coded Burst-by-Burst Adaptive Wide-Band Speech Transceiver. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 18, No. 11, November 2000.
- [45] E. Baccarelli. *Modulation Handbook*. 24 Gennaio 2002.-Ver 1.0.0. IEEE Student Branch-Roma "La Sapienza".
- [46] A. Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. Third Edition, 1991. McGraw-Hill International Editions.
- [47] Susan Matiae. *OFDM as a Possible Modulation Technique for Multimedia Applications in the Range of mm Waves*. Introduction to OFDM, II Edition. 10/30/98/TUD-TVS.
- [48] Overview of Forward Error Correction. WPI EE535 Telecommunications Transmission Technologies Course Homepage.  
<http://bugs.wpi.edu:8080/EE535>.
- [49] Nicola Blefari-Melazzi, Marco Listanti e Aldo Roveri. *Retematica*. Volume terzo: Infrastrutture per Applicazioni Telematiche. Versione Intermedia, Dicembre 2001. Università degli Studi di Roma "La Sapienza". Dipartimento INFOCOM.

- [50] An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing. Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan-Jaap Van De Beek, Daniel Landström, Frank Sjöberg. September 1996.