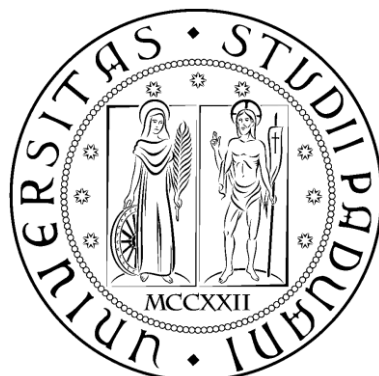


UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA



Dipartimento di Ingegneria
dell'Informazione

Corso di Laurea Triennale in Ingegneria
delle Telecomunicazioni

SINCRONIZZAZIONE PER SISTEMI DVB-C2

Relatore: Dott. Stefano Tomasin

Laureando: Alberto Lucato

Anno accademico 2011/2012

Indice

<i>Acronimi</i>	5
<i>Introduzione</i>	7
<i>1-OFDM</i>	9
1.1 Modulazione e Demodulazione.....	10
1.2 Prefisso ciclico.....	13
1.3 Banda di guardia	16
<i>2-II DVB-C2</i>	19
<i>3-II canale</i>	21
3.1 Incremento dell'efficienza spettrale	21
3.2 Riduzione dell'interferenza delle reti via cavo	23
3.3 Narrow Band Interference	24
3.4 Burst Noise	25
3.5 Impulsive noise	27
<i>4-I Frame C2</i>	33
4.1 Data Slice	34
4.2 Preamble	35
<i>5-Sincronizzazione di un segnale DVB-C2</i>	37
5.2 Spectrum detection	38
5.3 Guard Interval Correlation	40
5.4 Preamble Detection and Synchronization.....	43
<i>6-Procedura di Preamble Data Decoding</i>	45
6.1 Data Sorting	47
6.2 De-Interleaving in frequenza.....	47
6.3 Preamble Header Decoding	48

Conclusioni	51
Ringraziamenti	53
Riferimenti Bibliografici	55

Acronimi

ACI	Adjacent Channel Interference
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CATV	Cable Television
CP	Cyclic Prefix
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DFT	Discrete Fourier Transform
DTG	Digital Terrestrial Group
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-C	Digital Video Broadcasting - Cable
DVB-C2	Digital Video Broadcasting - Second generation Cable
DVB-T2	Digital Video Broadcasting - Second generation Terrestrial
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GSM	Global System for Mobile Communications
HDTV	High Definition Television
HFC	Hybrid Fibre Coaxial
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
ISDB	Integrated Services Digital Broadcasting
ISI	Inter Symbol Interference
L1	Livello 1
LDPC	Low Density Parity Check
LFSR	Linear Feedback Shift Register
LTE	Long Term Evolution
ML	Maximum Likelihood
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation

QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SNR	Signal to Noise Ratio
TI	Time Interleaving
UHF	Ultra High Frequency
VCs	Virtual Carriers
VoD	Video on Demand

Introduzione

Per continuare ad essere sempre più competitive tra loro le emittenti televisive hanno cercato di incrementare le potenzialità della rete su caso già esistente. Nei capitoli successivi verrà presentato il sistema di seconda generazione per la trasmissione di segnali digitali su cavo (DVB-C2).

Nella prima parte della tesi verrà presentata la caratteristica principale che distingue la seconda dalla prima generazione di trasmissione digitale su cavo e cioè la modulazione OFDM. Inoltre saranno presentate le caratteristiche del canale in particolar modo le interferenze che lo affliggono e la struttura dei dati trasmessi su di esso.

Nella seconda parte invece verrà presentato il modello dello standard DVB per la sincronizzazione e la decodifica dei dati in ricezione.

Capitolo 1

OFDM

L'orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) è uno schema di trasmissione multicanale, il quale non utilizza singoli filtri a banda limitata nè oscillatori per ogni canale. Inoltre esso utilizza la sovrapposizione delle sottoportanti per migliorare l'efficienza della larghezza di banda.

Un segnale a singola portante può essere trasformato utilizzando la trasformata inversa discreta di Fourier (IDFT) in un segnale a sottoportanti ortogonali multiple e ricostruito attraverso la trasformata discreta di Fourier (DFT). Si noti che la DFT e la IDFT possono essere implementate efficientemente utilizzando la Fast Fourier Transform (FFT) e l'Inverse Fast Fourier Transform (IFFT), rispettivamente.

Tutte le sottoportanti di un segnale OFDM sono di durata finita T e lo spettro del segnale può essere considerato come la somma delle funzioni sinc ad una determinata frequenza le quali distano $1/T$ l'una dall'altra, come illustrato in Figura 1.1. Dato che ciascuna sottoportante è a tempo limitato per ciascun simbolo (cioè, non è limitata in banda) i segnali OFDM possono generare interferenze fuori banda. Si nota chiaramente nella Figura 1.2 che la potenza della prima semionda laterale non è così piccola rispetto al picco principale negli spettri.

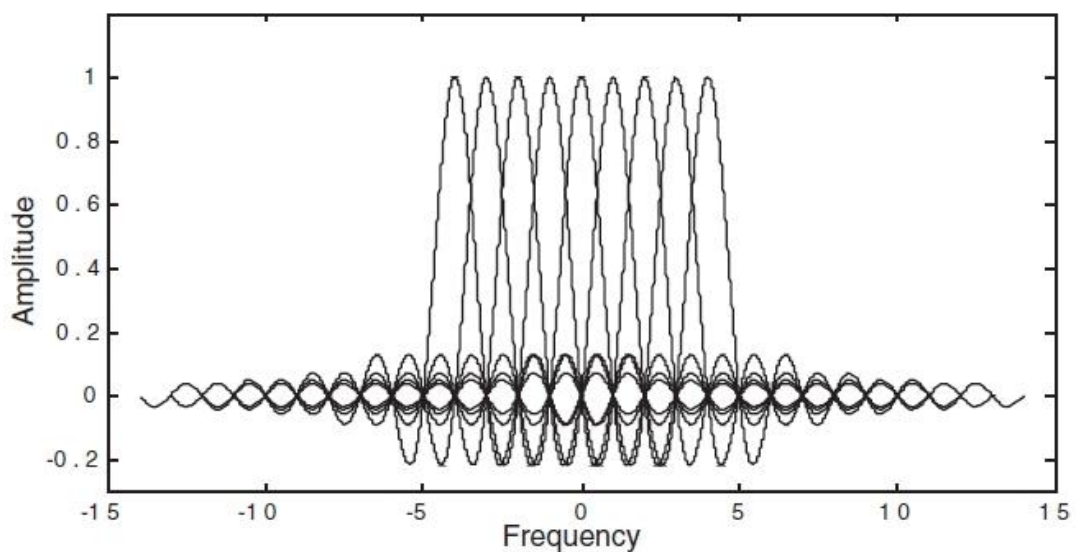


Figura 1.1

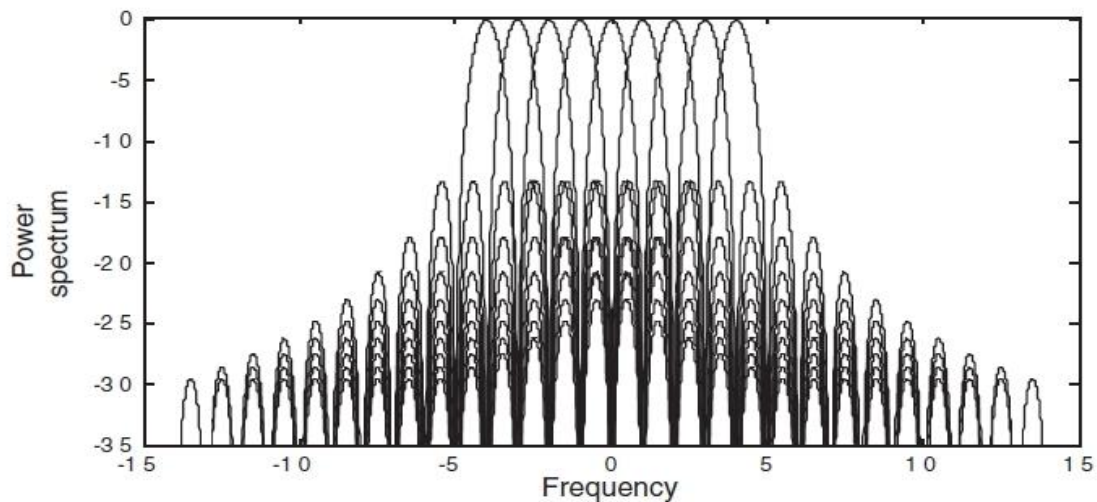


Figura 1.2

Pertanto, lo schema OFDM pone una banda di guardia sulle sottoportanti esterne, chiamate portanti virtuali (Virtual Carriers, VCs), per ridurre l'interferenza generata sulle frequenze adiacenti. Inoltre lo schema OFDM inserisce un intervallo di guardia nel dominio del tempo, chiamato prefisso ciclico (Cyclic Prefix, CP), che riduce l'interferenza tra i simboli OFDM (Inter Symbol Interference, ISI).

1.1 Modulazione e Demodulazione

Il trasmettitore OFDM mappa il messaggio in sequenze modulate PSK (Phase Shift Keying) o in simboli QAM (Quadrature Amplitude Modulation) che successivamente vengono convertiti in N flussi paralleli e collocati su N diverse sottoportanti, come in Figura 1.3. Si denota quindi con $X_l(k)$ l -esimo simbolo trasmesso nella k -esima sottoportante, dove $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$ e $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$. A causa della conversione S/P la durata del tempo di trasmissione di un simbolo si estende fino a NT_s , definendo così la durata di un simbolo OFDM T_{sym} (cioè, $T_{sym} = NT_s$).

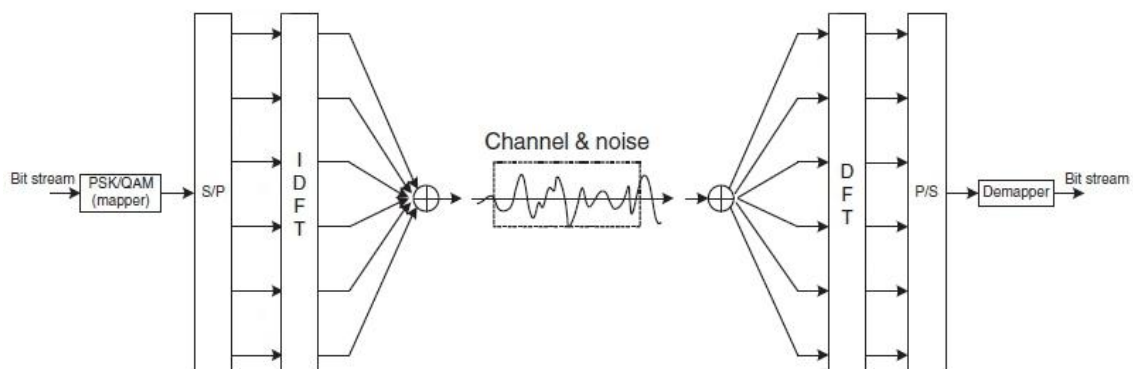


Figura 1.3

Con $\Psi_{l,k}(t)$ denotiamo l -esimo segnale OFDM della k -esima sottoportante, che è dato come:

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})}, & 0 < t \leq T_{sym} \\ 0, & \text{altrove} \end{cases} \quad (1.1)$$

Quindi i segnali passabanda e in banda base continui nel dominio del tempo possono essere espressi rispettivamente come:

$$x_l(t) = \Re e \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\} \quad (1.2)$$

e

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})}. \quad (1.3)$$

Il segnale OFDM in banda base continuo nel dominio del tempo dato dalla (1.3) può essere campionato ogni $t = lT_{sym} + nT_s$ con $T_s = T_{sym}/N$ e $f_k = k/T_{sym}$, per modulare il simbolo OFDM continuo nel corrispondente simbolo discreto rimanendo sempre nel dominio del tempo:

$$x_l(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad \text{per } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.4)$$

Si noti che la (1.4) rivela che gli N punti della IDFT corrispondono alle N sequenze PSK o ai simboli QAM $\{X_l(k)\}_{k=0}^{N-1}$ che possono essere calcolati efficientemente utilizzando l'algoritmo IFFT.

Si consideri il simbolo OFDM in banda base, $y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})}$ calcolato per $lT_{sym} < t \leq lT_{sym} + nT_s$, a partire da esso può essere ricostruito il segnale $X_l(k)$ sfruttando l'ortogonalità delle sottoportanti come nell'equazione che segue:

$$\begin{aligned} Y_l(k) &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} y_l(t) e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{sym})} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) e^{j2\pi f_i(t-lT_{sym})} \right\} e^{-j2\pi f_k(t-lT_{sym})} dt \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-lT_{sym})} dt \right\} = X_l(k) \end{aligned} \quad (1.5)$$

Si noti che gli effetti del rumore del canale in questo caso non sono presi in considerazione.

Siano $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$ i valori campionati del simbolo OFDM $y_l(t)$ con $t = lT_{sym} + nT_s$. L'integrazione nella (1.5) può essere rappresentata a valori discreti nel dominio del tempo come segue:

$$\begin{aligned}
 Y_l(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n) e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) e^{j2\pi(i-k)n/N} = X_l(k)
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

Infatti, la (1.6) è una DFT a N punti, $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$, che può essere calcolata efficientemente con l'algoritmo della FFT.

Nella la Figura 1.4 viene mostrata una tipica realizzazione, nel dominio della frequenza, di ortogonalità fra N sottoportanti (in questo caso $N = 6$) modulate alle frequenze $f_k = k/T_{sym}$.

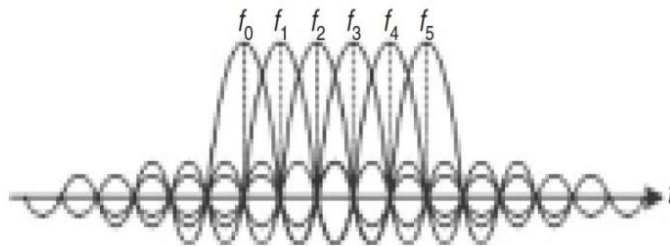


Figura 1.4

In fine la Figura 1.5 mostra un diagramma a blocchi di un tipico trasmettitore OFDM, incluse le operazioni di IFFT e FFT.

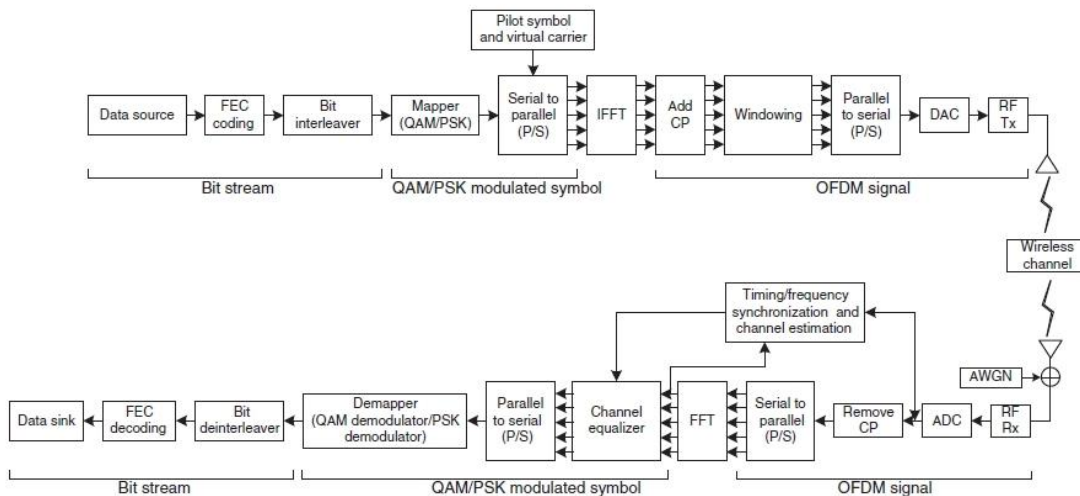


Figura 1.5

1.2 Prefisso ciclico

Per lo schema OFDM esistono due differenti tipi di intervallo di guardia, uno è lo zero padding, cioè un intervallo di guardia con tutti zero, l'altro è l'estensione del prefisso ciclico (CP) del simbolo OFDM. Lo scopo del CP è quello di estendere il simbolo OFDM copiando gli ultimi campioni del simbolo all'inizio. Come mostrato in Figura 1.6, detta T_G la lunghezza del CP in termini di campioni e T_{sub} quella del l -esimo simbolo OFDM prima dell'inserimento del CP, allora l'estensione del simbolo OFDM sarà del tipo $T_{sym} = T_{sub} + T_G$.

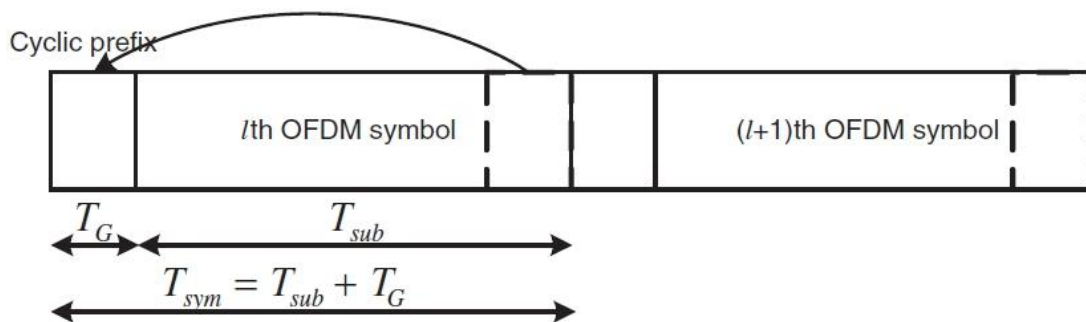


Figura 1.6

In Figura 1.7 invece, viene illustrato un segnale congiuntamente nel dominio del tempo e della frequenza.

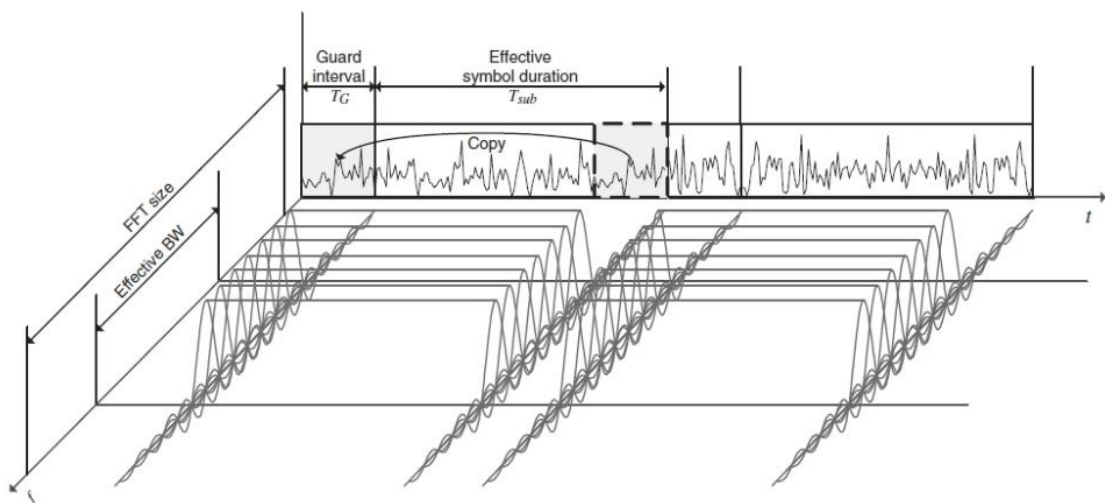


Figura 1.7

La Figura 1.8 mostra gli effetti dell'ISI, per un canale multi percorso, su alcune sottoportanti del simbolo OFDM. Si può vedere inoltre da questa figura che se la lunghezza dell'intervallo di guardia è impostata più lunga o uguale al massimo ritardo di un canale multi percorso, l'effetto di ISI di un simbolo OFDM (evidenziato dalla linea tratteggiata) sul prossimo simbolo è confinato entro l'intervallo di guardia in modo che

non possa influenzare la FFT del successivo simbolo OFDM, preso con durata T_{sub} . Ciò implica che l'intervallo di guardia più lungo del ritardo massimo del canale multi percorso permette di mantenere l'ortogonalità tra le sottoportanti. Come la continuità di ciascun ritardo della sottoportante è stata garantita dal CP, così la sua ortogonalità con tutte le sottoportanti è mantenuta per tutto il T_{sub} , in modo che:

$$\frac{1}{T_{sub}} \int_0^{T_{sub}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0)} dt = 0 \quad k \neq i \quad (1.7)$$

per il primo segnale OFDM che arriva con ritardi di t_0 , e

$$\frac{1}{T_{sub}} \int_0^{T_{sub}} e^{j2\pi f_k(t-t_0)} e^{-j2\pi f_i(t-t_0-T_s)} dt = 0 \quad k \neq i \quad (1.8)$$

per il secondo segnale OFDM che arriva con ritardo $t_0 + T_s$.

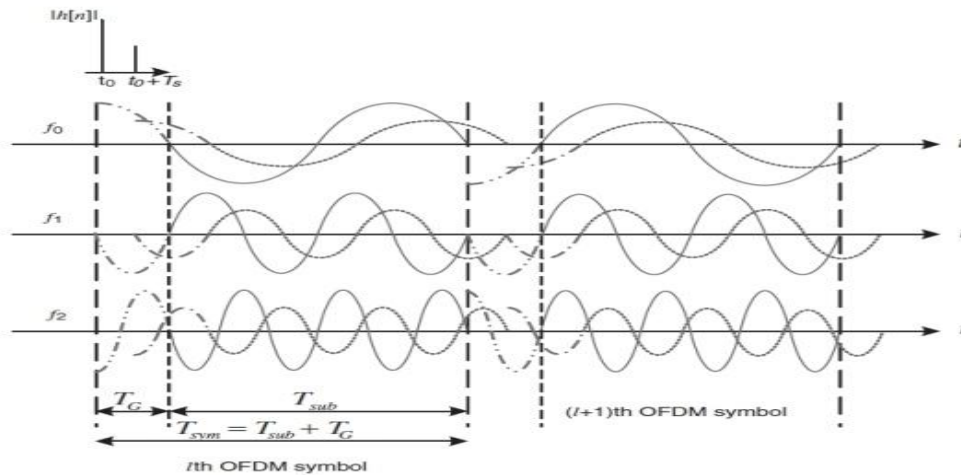


Figura 1.8

La Figura 1.9 mostra che se la lunghezza dell'intervallo di guardia (CP) è più breve rispetto al ritardo massimo di un canale multi percorso, la parte finale del simbolo (indicato da un quarto di cerchio) interferisce con il simbolo OFDM successivo.

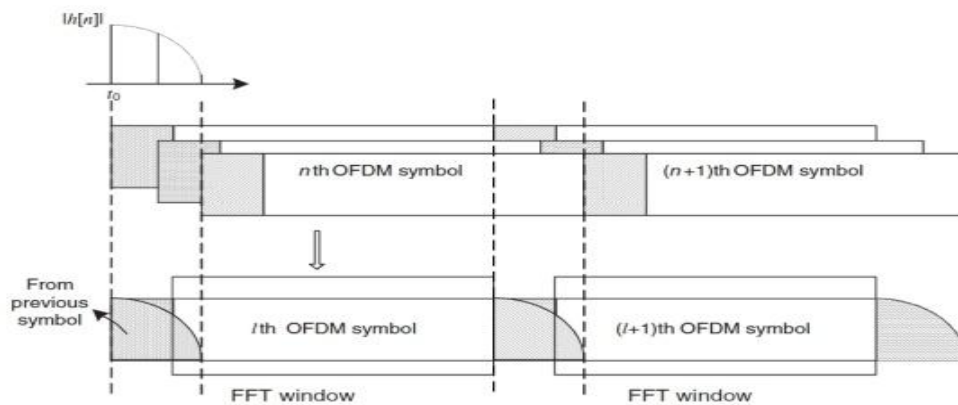


Figura 1.9

Nella Figura 1.10 si mostra che anche se la lunghezza del CP è più lunga del ritardo massimo del canale multi percorso, ISI e/o ICI (Inter Carrier Interference, cioè la perdita di ortogonalità tra le portanti OFDM) si possono verificare a seconda della tempistica del punto di partenza della finestra di FFT. Più in particolare, se il punto di partenza della finestra FFT è prima della fine dei ritardi del simbolo precedente, si verifica ISI; se è oltre l'inizio di un simbolo, si verifica non solo ISI (causato dal simbolo successivo) ma anche ICI.

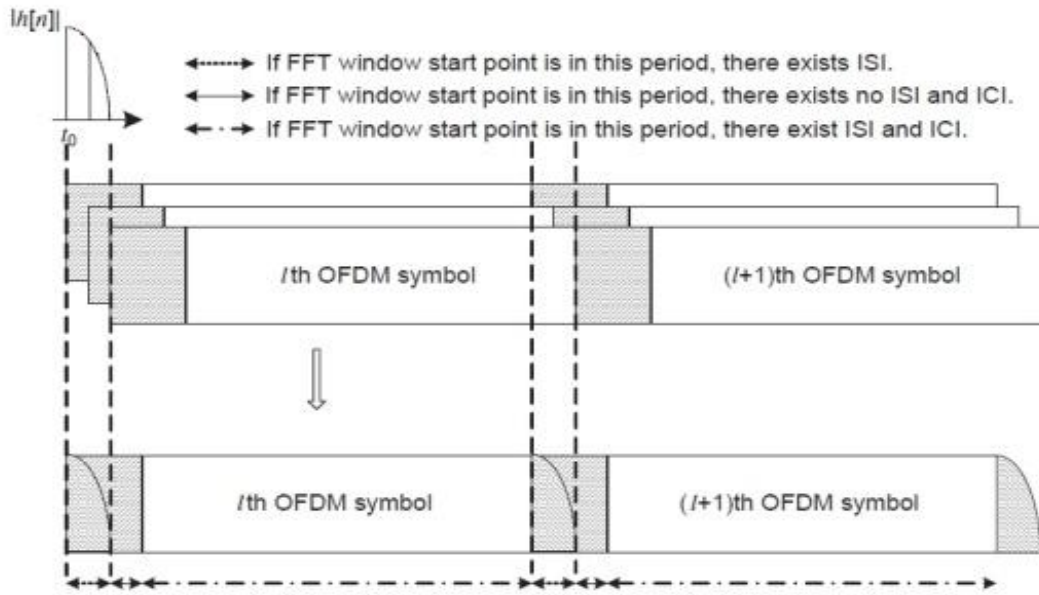


Figura 1.10

Ora supponiamo che la lunghezza del CP è impostata non inferiore al ritardo massimo del canale e il punto d'inizio della finestra FFT di un simbolo OFDM è determinato all'interno del suo intervallo CP (cioè influenzata dal simbolo precedente). Il ricevitore OFDM prende quindi i campioni $\{y_l(n)\}_{n=0}^{N-1}$ ricevuti dalla FFT per produrre:

$$\begin{aligned}
 Y_l(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l(n) e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l(m) x_l(n-m) + z_l(n) \right\} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} h_l(m) \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l(i) e^{\frac{j2\pi i(n-m)}{N}} \right\} \right\} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} + Z_l(k) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \left(\sum_{m=0}^{\infty} h_l(m) e^{-\frac{j2\pi im}{N}} \right) X_l(i) \sum_{n=0}^{\infty} e^{-\frac{j2\pi(k-i)n}{N}} \right\} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} + Z_l(k) \\
 &= H_l(k) X_l(k) + Z_l(k)
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

dove $X_l(k)$, $Y_l(k)$, $H_l(k)$ e $Z_l(k)$ indicano rispettivamente la k -esima sottoportante in frequenza del l -esimo simbolo da trasmettere, la k -esima sottoportante in frequenza del l -esimo simbolo ricevuto, la risposta in frequenza del canale e il rumore introdotto dal canale nel dominio della frequenza. L'identità della (1.9) indica che il sistema OFDM può essere pensato semplicemente come la moltiplicazione dei simboli d'ingresso (messaggio) per la risposta in frequenza del canale. In altre parole può essere rappresentato come in Figura 1.11.

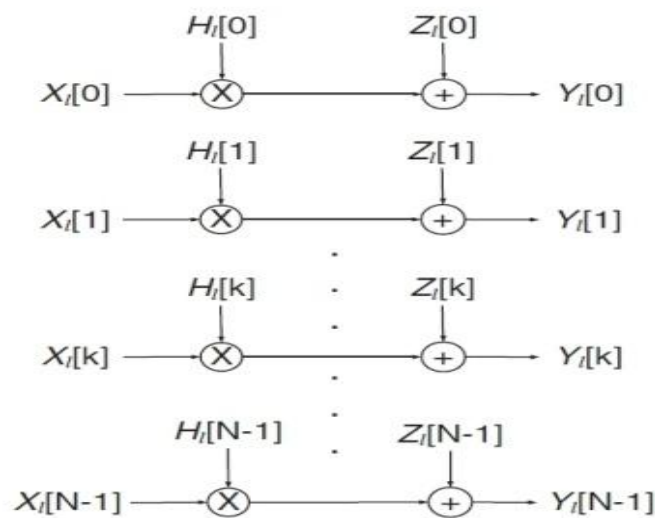


Figura 1.11

Dato che $Y_l(k) = H_l(k)X_l(k)$ sotto la condizione di assenza di rumore, il simbolo trasmesso può essere rilevato da un equalizzatore, dividendo semplicemente i campioni ricevuti per la risposta in frequenza del canale (cioè, $X_l(k) = Y_l(k)/H_l(k)$). Si noti che senza CP $Y_l(k) \neq H_l(k)X_l(k)$, dato che $DFT\{y_l(n)\} \neq DFT\{x_l(k)\} \cdot DFT\{h_l(k)\}$ quando $\{y_l(k)\} = \{x_l(k)\} * \{h_l(k)\}$ dove $*$ è l'operazione di convoluzione. Infatti, $Y_l(k) = H_l(k)X_l(k)$ quando $\{y_l(n)\} = \{x_l(n)\} \otimes \{h_l(n)\}$ dove \otimes indica l'operazione di convoluzione ciclica. In altre parole, l'inserimento di CP nel trasmettitore rende i campioni di trasmissione convoluti ciclicamente con i campioni del canale, da cui si ricava $Y_l(k) = H_l(k)X_l(k)$ come desiderato a ricevitore.

1.3 Banda di guardia

Ogni sottoportante di un simbolo OFDM con durata effettiva T_{sub} può essere considerato come un singolo segnale moltiplicato per una finestra rettangolare di lunghezza T_{sub} il cui spettro è una funzione sinc con il primo zero a frequenza $2/T_{sub}$.

Pertanto lo spettro di potenza di un segnale OFDM è la somma di molte funzioni sinc traslate in frequenza, che producono grande potenza fuori banda, dando così come risultato l'aumento dell'ACI (Adjacent Channel Interference, interferenza sul canale adiacente), la banda di guardia è utilizzata per ridurre l'effetto dell'ACI sul sistema OFDM.

Per ridurre la potenza fuori banda dei simboli OFDM, può essere utilizzato un filtro passa banda, ma può richiedere un calcolo enorme ed un'elevata complessità per rendere accettabili le prestazioni del filtraggio. In alternativa, nel dominio del tempo, può essere utilizzata una finestra con la funzione coseno rialzato. I segnali in banda passante e in banda base del l -esimo simbolo OFDM, nella finestra di forma $\Psi_{l,k}(t)$ con fattore di roll-off β , possono essere scritti rispettivamente come segue:

$$x_l(t) = \Re \left\{ h_{RC}(t - lT_{sym}) \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} \Psi_{l,k}(t) \right\} \quad (1.10)$$

e

$$x_l^{RC}(t) = h_{RC}(t - lT_{sym}) \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j2\pi k \Delta f (t - lT_{sym})} \quad (1.11)$$

dove

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k (t - lT_{sym})} & \text{per } -(T_G + T_W/2) \leq t \leq (T_{sub} + T_W/2) \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} \quad (1.12)$$

e

$$h_{RC}(t) = \begin{cases} 0,5 + 0,5 \cos(\pi(t + \beta T_{sym} + T_G)/\beta T_{sym}) & \text{per } -(T_G + \beta T_{sym}/2) \leq t < -(T_G - \beta T_{sym}/2) \\ 1 & \text{per } -(T_G + \beta T_{sym}/2) \leq t < (T_{sub} - \beta T_{sym}/2) \\ 0,5 - 0,5 \cos(\pi(t + \beta T_{sym} + T_G)/\beta T_{sym}) & \text{per } (T_{sub} - \beta T_{sym}/2) \leq t \leq (T_{sub} + \beta T_{sym}/2) \end{cases} \quad (1.13)$$

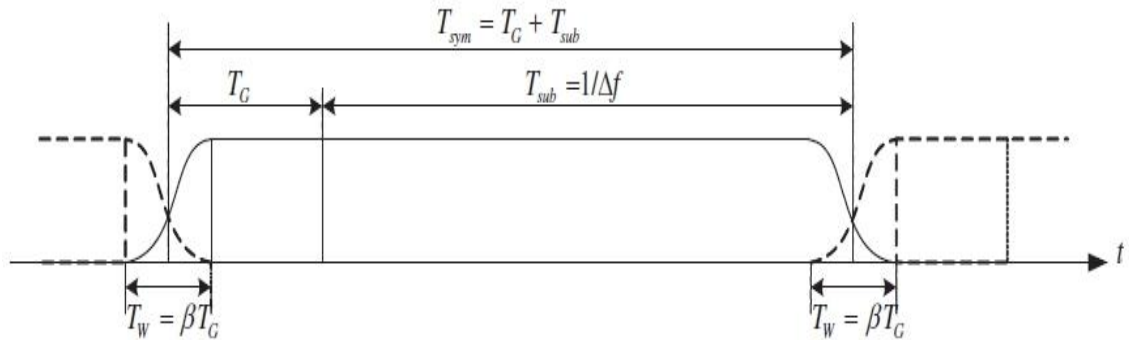


Figura 1.12

La Figura 1.12 mostra una finestra a coseno rialzato che viene utilizzata per modellare i simboli e ridurre la loro potenza fuori banda. Con l'incremento del fattore di roll-off β , la parte esterna della finestra RC si attenua in modo da ridurre l'ACI a fronte di un'estensione dell'intervallo di guardia.

Un'altra misura contro l'ACI è l'impiego delle portanti virtuali, che sono le sottoportanti inutilizzate ad entrambe le estremità della banda di trasmissione. Non è richiesta alcuna elaborazione ulteriore quando le portanti virtuali sono impiegate. Tuttavia l'efficienza spettrale (larghezza di banda) è ridotta di N_{used}/N a causa delle sottoportanti inutilizzate, dove N_{used} è il numero delle sottoportanti utilizzate per la trasmissione dei dati. Le portanti virtuali possono essere utilizzate in combinazione con le finestre RC per ridurre la potenza fuori banda ed eventualmente per ridurre l'ACI. La Figura 1.13 mostra la potenza spettrale di una finestra RC con diversi fattori di roll-off dove 54 su 64 sottoportanti (escluse le 10 sottoportanti virtuali) e sono utilizzate per la trasmissione dei dati. Si può vedere in questa figura anche che la potenza fuori banda diminuisce al crescere del fattore di roll-off.

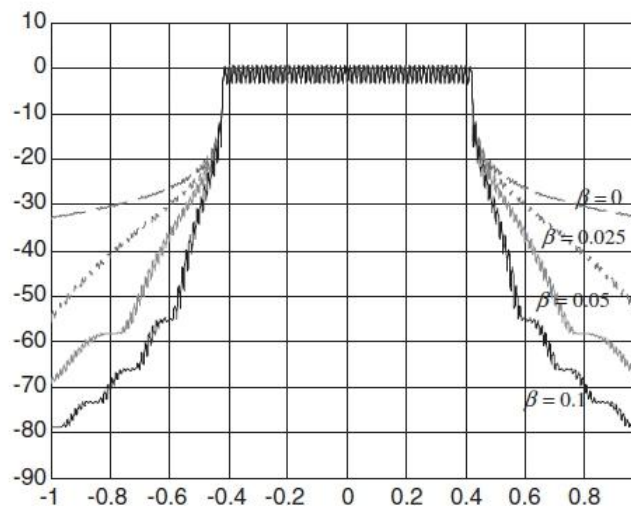


Figura 1.13

Capitolo 2

Il DVB-C2

Il Digital Video Broadcasting Project (DVB Project) è un consorzio costituito da circa 250 tra emittenti, produttori, operatori di rete, sviluppatori di software, organismi di regolamentazione di oltre 35 paesi, impegnati nella progettazione di standard tecnici per la fornitura globale della televisione digitale e dei servizi dati. All'inizio del 2008 tale consorzio ha dato il via per il progetto della seconda generazione su cavo del Digital Video Broadcasting (DVB-C2), un sistema che utilizza le ultime tecniche di modulazione e di codifica per ottimizzare l'efficienza delle reti via cavo.

La causa principale che ha spinto il DVB Project a sviluppare questo nuovo sistema sulle reti via cavo è stata la possibilità di offrire nuovi servizi come Video on Demand (VoD) e televisione ad alta definizione (HDTV), aiutando così gli operatori a rimanere competitivi nei loro mercati. Un'altra serie di motivi che hanno portato alla costituzione dello standard C2 sono stati:

- la necessità di un sistema di trasmissione più performante sulla rete, dato che la rete televisiva via cavo (CATV) era saturata;
- la necessità di stare al passo con l'evoluzione di altre reti, dato che la rete CATV ritrasmette contenuti di altre reti, ad esempio di quello satellitare;
- nuovi strumenti per far fronte alle esigenze dei clienti privati e le aziende, in particolare con contenuti basati su protocolli internet (IP);
- la necessità di migliorare le prestazioni, ad esempio il tempo di zapping, per aumentare la diffusione del digitale in alcuni mercati.

Da questo insieme di esigenze commerciali, sono nate le specifiche di base per il sistema C2, come lo è stato anche per il resto degli standard DVB.

Come il suo predecessore, il sistema DVB-C, il DVB-C2 offre una gamma di modalità e opzioni che possono essere ottimizzate differenzialmente in base alle caratteristiche e alle esigenze dei diversi servizi offerti ai clienti via cavo. Utilizzando al meglio le tecniche di codifica e di modulazione il sistema C2 offre un'efficienza spettrale del 30% maggiore sotto le stesse condizioni dell'attuale distribuzione del DVB-C. Dopo lo

spegnimento della televisione analogica si ipotizza che il guadagno della capacità di downstream, sarà maggiore del 60% sulle reti Hybrid Fibre Coaxial (HFC) ottimizzate.

Una tra le caratteristiche più importanti introdotte dal sistema C2 è sicuramente lo schema di modulazione Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) a causa della sua insensibilità alle interferenze degli echi causati dalle reti coassiali casalinghe e dalla robustezza alle interferenze impulsive. L'altra grande caratteristica del DVB-C2 è la flessibilità della larghezza di banda, dato che in futuro le reti sviluppate con questo sistema di trasmissione permetteranno a segnali più ampi (ad esempio 32MHz o maggiori) di essere trasmessi, soddisfacendo così la richiesta degli operatori via cavo per più ampi canali che permettano una condivisione molto efficiente delle risorse disponibili tra i singoli clienti e i servizi.

Nel corso del tempo gli operatori inizieranno la migrazione dei servizi attualmente forniti dal DVB-C sul nuovo sistema. Tuttavia per ora i sistemi potranno coesistere dato che il C2 è in grado di gestire i servizi del vecchio sistema, anche se nella progettazione dello standard questa caratteristica non era stata concepita come requisito fondamentale. I tempi di migrazione al nuovo sistema C2 saranno molto lunghi, dato che bisognerà attendere lo switch-off (spegnimento) delle trasmissioni televisive analogiche così come altri fattori normativi, per cui i sistemi DVB-C e DVB-C2 coesisteranno per molti anni.

Nell'aprile del 2010 la Technical University of Braunschweig ha eseguito la prima trasmissione live sul sistema DVB-C2, che ha convalidato il forte incremento delle performance attese dal nuovo sistema.

Capitolo 3

Il canale

Uno degli obiettivi principali del DVB-C2 è stato quello di incrementare l'efficienza spettrale. Un altro problema molto importante che è stato affrontato è quello delle interferenze sulle bande protette (polizia, traffico aereo, ...) che le reti via cavo possono introdurre nell'ambiente terrestre. Verranno presentate inoltre le anche le piccole interferenze sul cavo dovute all'utilizzo di un'alta efficienza spettrale da parte del sistema C2. Le interferenze studiate saranno:

- Narrow Band Interference (Interferenze a banda stretta)
- Burst noise (Rumore a raffica)
- Impulsive noise (Rumore impulsivo)

3.1 Incremento dell'efficienza spettrale

L'incremento dell'efficienza spettrale si raggiunge per mezzo di codici Low Density Parity Check (LDPC) in aggiunta all'uso di una costellazione QAM densa e l'applicazione della modulazione OFDM.

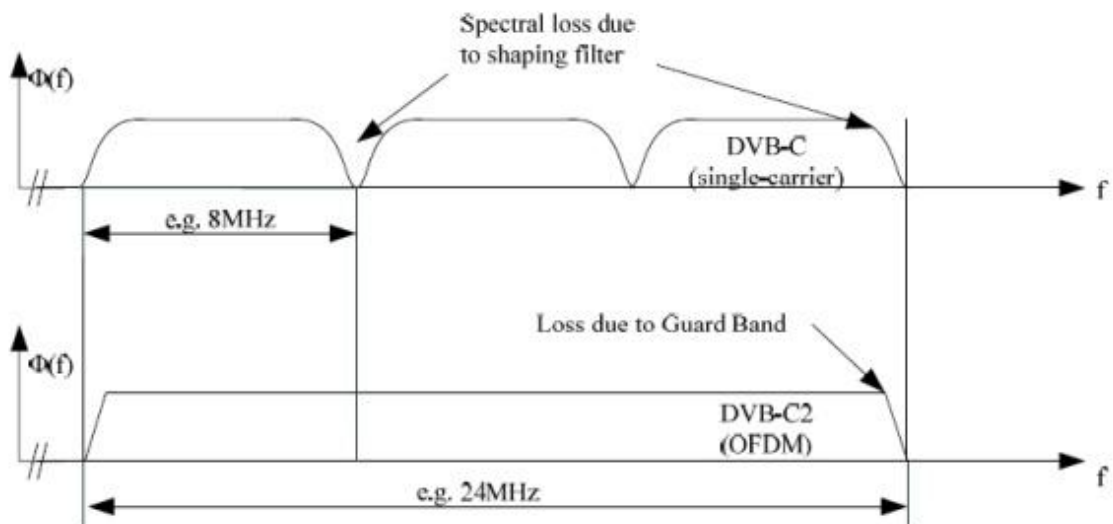


Figura 3.1

Il DVB-C è basato su una modulazione a singola portante, che utilizza un filtro di shaping per costituire il segnale da trasmettere. Come mostrato in Figura 3.1, si può notare che alle frequenze ai bordi l'effetto del fattore di roll-off riduce l'efficienza

spettrale del segnale DVB-C del 15 % del suo valore. Valori più piccoli (ad esempio 10 %) sono raggiungibili, ma richiedono un'alta accuratezza in trasmissione e in ricezione. Inoltre questo fattore è indipendente dalla larghezza di banda del canale, cioè la perdita spettrale relativa è la stessa per canali di 24 MHz. Al contrario, questo non è il caso della modulazione OFDM che viene applicata nel sistema DVB-C2.

La perdita spettrale per l'OFDM è dovuta all'intervallo di guardia, i pilot nel dominio della frequenza e alla banda di guardia ai bordi dello spettro. Nella modalità classica, con intervallo di guardia 1/128 e 1/96 la densità dei pilot nel dominio della frequenza, la perdita dovuta a queste due componenti è approssimativamente del 2 %, come si può notare dalla Figura 3.2. Tale perdita è da ritenersi accettabile dato che la banda di guardia alla frequenza dei bordi dello spettro è necessaria per evitare disturbi dovuti ai canali vicini. Inoltre si noti che la sua larghezza di banda è indipendente da quella del segnale OFDM.

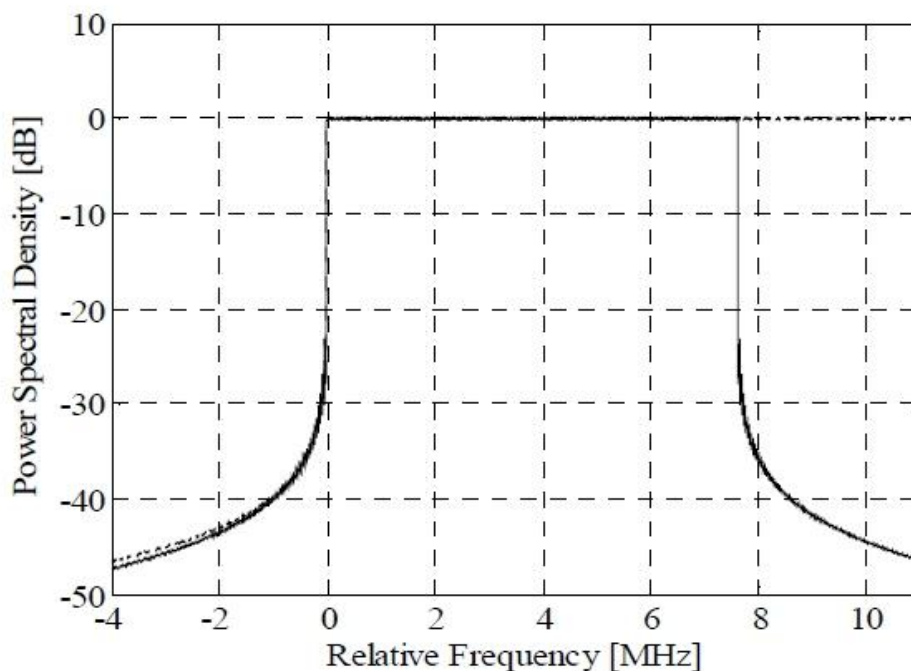


Figura 3.2

La perdita spettrale complessiva per un segnale DVB-C2 da 32MHz (esempio, 5data slice da 6,4MHz) è del solo 3,25% contro il 15% del DVB-C. Si noti che la perdita spettrale si riduce significativamente per segnali OFDM a banda larga.

Nella Tabella 3.1, è stato riportato il carico utile in bit-rates nel caso del DVB-C e nei vari casi del DVB-C2 in base al coderate utilizzato dai codici di correzione LDPC, considerando un canale di 8 MHz e una larghezza di banda di 32 MHz per il C2.

	16QAM	64QAM	256QAM	1024QAM	4096QAM
DVB-C	25.6Mbit/s	38.4Mbit/s	51.2Mbit/s	-	-
C2,2/3	-	31.4Mbit/s	-	-	-
C2,3/4	-	-	47.1Mbit/s	58.9Mbit/s	-
C2,4/5	25.1Mbit/s	37.7Mbit/s	-	-	-
C2,5/6	-	-	52.4Mbit/s	65.4Mbit/s	78.6Mbit/s
C2,9/10	28.3Mbit/s	41.4Mbit/s	56.6Mbit/s	70.7Mbit/s	84.8Mbit/s

Tabella 3.1

Si nota quindi che il sistema C2 permette un aumento del bit-rate del carico utile fino al 65 %, mantenendo la richiesta dell'SNR di 35 dB nelle reti via cavo costruite a regola d'arte.

3.2 Riduzione dell'interferenza delle reti via cavo

Un tema importante è la riduzione dell'interferenza proveniente dalle reti via cavo. Esse utilizzano un ambiente schermato che permette l'utilizzo dello spettro delle frequenze che vanno da 0 fino a 1GHz. Tuttavia, la schermatura nelle reti domestiche in molti casi non è ideale e può quindi emanare un certo livello di emissioni verso l'ambiente esterno. In alcuni casi queste emissioni possono raggiungere dei livelli tali da interferire con i servizi di polizia o con il traffico radio aereo. In questi casi gli operatori via cavo sono obbligati a ridurre il livello di trasmissione alle frequenze critiche o addirittura spegnere completamente i canali che comprendono le frequenze critiche. Nel caso del DVB-C2 questa operazione non è necessaria. Il sistema C2 infatti permette di spegnere solamente le sottoportanti che si trovano nella gamma delle frequenze critiche e non l'intero canale, come mostrato in Figura 3.3. Quindi la perdita di bit-rate è significativamente ridotta rispetto alla situazione precedente.

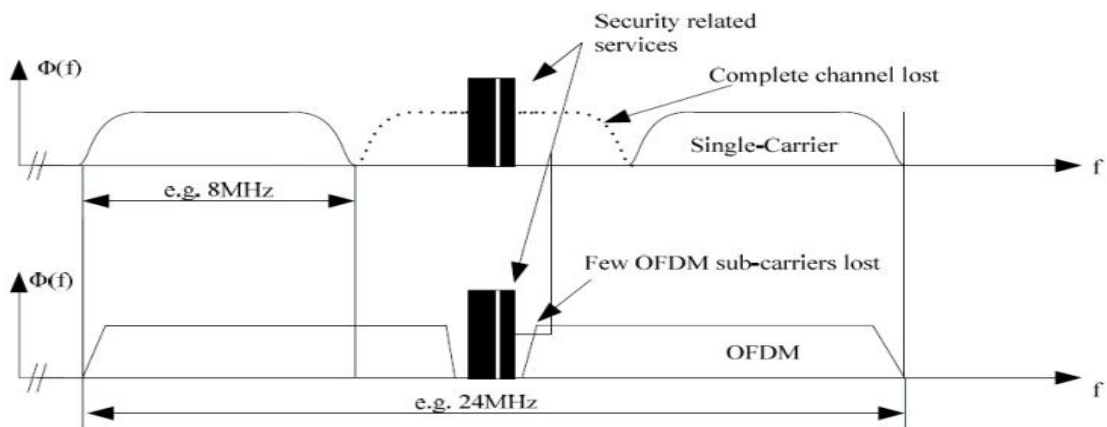


Figura 3.3

3.3 Narrow Band Interference

L'interferenza Narrowband può essere causata da molteplici fattori. Per esempio dal campo elettromagnetico di un segnale terrestre narrowband, trasmesso ad una frequenza tipica di un canale via cavo.

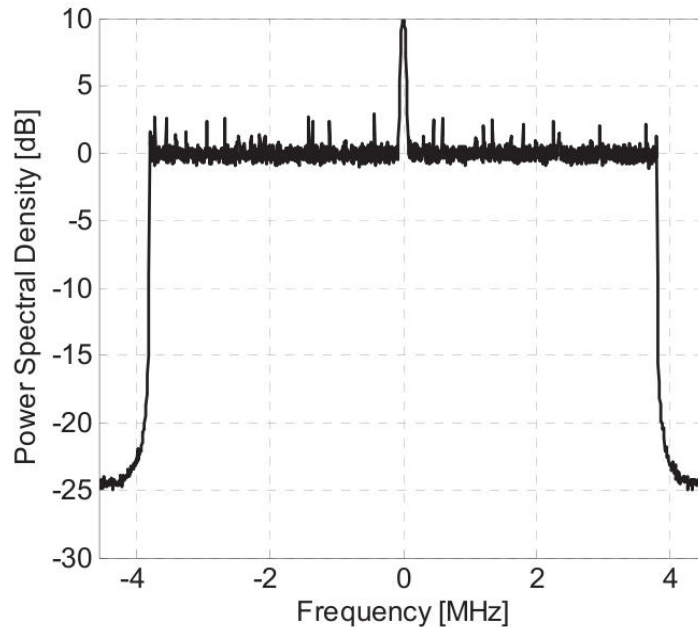


Figura 3.4

La Figura 3.4 mostra la densità spettrale di potenza di un segnale DVB-C2 con un'interferenza narrowband di 100 kHz e un rapporto di interferenza sulla portante di $C/I = -10\text{dB}$ (carrier/interference). Il valore negativo indica che l'interferenza è 10 dB più forte del segnale DVB-C2 all'interno della banda di interferenza, come è ben visibile nella Figura 3.4. Una possibile fonte di tali interferenze potrebbe essere data dall'ingresso di un segnale terrestre all'interno del cavo, che dato il suo forte ingresso distrugge tutte le sottoportanti OFDM all'interno della banda soggetta all'interferenza. Tuttavia, le altre sottoportanti sono poco colpite e quindi solo una piccola percentuale dei dati viene persa, la quale può essere recuperata dal FEC (Forward Error Correction). Per stimare l'impatto delle interferenze narrowband, sono state eseguite diverse simulazioni, i cui risultati sono rappresentati in Figura 3.5. L'analisi è stata effettuata per una modulazione 256 QAM che utilizza diversi coderate (a partire da sinistra e andando verso destra troviamo i coderate 3/4 [quadrato], 4/5 [crocetta] e 9/10 [asterisco]) per la correzione FEC.

Le linee tratteggiate rappresentano il BER (Bit Error Rate) dopo la correzione FEC, quindi senza interferenza, dove il disturbo era causato da un rumore bianco Gaussiano.

Le linee continue rappresentano invece il BER includendo anche l'interferenza narrowband da 100 kHz all'interno del segnale DVB-C2 di ampiezza 7,61 MHz.

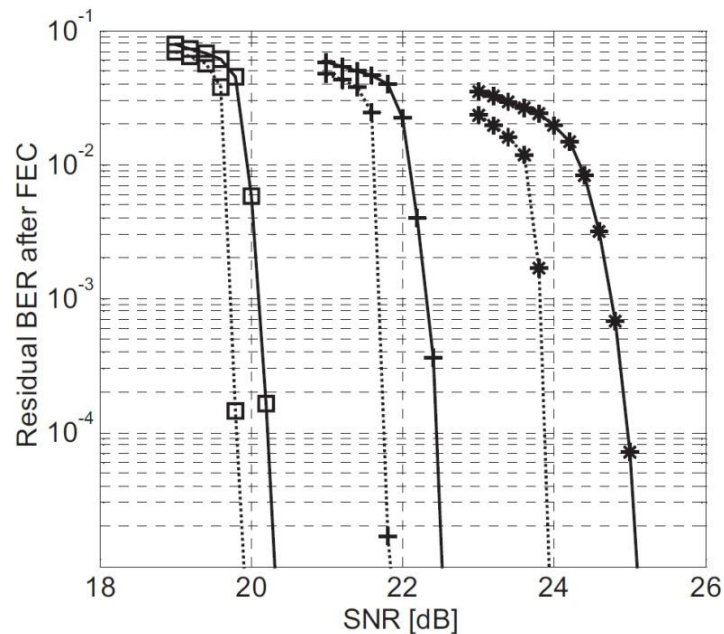


Figura 3.5

Come già visto in Figura 3.4, il livello di interferenza è maggiore di 10 dB rispetto al payload del segnale all'interno della banda interferente. Tuttavia, per un BER di 10^{-4} e coderate 3/4 è visibile solamente una degradazione di 0,2 dB, questo gap aumenta fino a 1 dB per un coderate 9/10, ma il segnale è ancora decodificabile senza alcun errore.

3.4 Burst Noise

Il rumore a burst è un'interferenza caratteristica delle reti via cavo. È caratterizzata da forti impulsi con durata pari ad interi simboli OFDM. Un esempio di fonti che possono produrre rumore di tipo burst sono i telefoni cellulari. In futuro questo aspetto diventerà ancora più importante, soprattutto nella parte della banda UHF (Ultra High Frequency, banda che va da 300 MHz fino a 3 GHz) delle reti via cavo, sulla quale sta avvenendo il cosiddetto dividendo digitale per la trasmissione sia di canali televisivi sia di comunicazioni di telefonia cellulare.

La Figura 3.6 mostra la tipica struttura di un burst causato dalla telefonia di un sistema GSM, su un segnale DVB-C2. Naturalmente, anche altri sistemi, come il futuro sistema LTE (Long Term Evolution o Super 3G, evoluzione degli standard della telefonia mobile) potrebbe essere causa di interferenza.

La durata nel dominio del tempo di ciascun burst provocata dal sistema GSM è approssimativamente di $550 \mu s$, che è dell'ordine di due simboli OFDM, la durata di ciascuno dei quali è di $448 \mu s$.

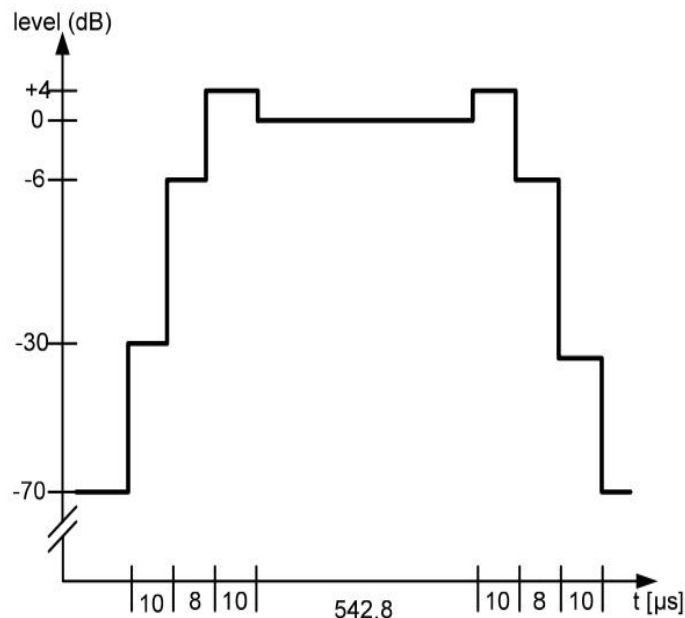


Figura 3.6

Nel dominio della frequenza a causa della larghezza di banda limitata a 200 kHz del burst, solo un sottoinsieme delle portanti del simbolo OFDM viene disturbato. Tipicamente, la larghezza di banda di un simbolo OFDM è di $7,61 \text{ MHz}$, di conseguenza, meno del 3% delle sottoportanti totali è direttamente affetto dal burst.

Per la simulazione dell'impatto del rumore a burst è stata assunta una struttura con un livello di interferenza sulla portante che è stato scelto pari a $C/I = -10 \text{ dB}$ che è significativamente più forte rispetto al livello di interferenza prevista nelle reti reali.

Nelle Figure 3.7(a), 3.7(b), 3.7(c) vengono descritti i risultati di tale simulazione effettuata con modulazione 256 QAM e diversi coderate (rispettivamente, (a) $3/4$, (b) $5/6$, (c) $9/10$), mentre la Figura 3.7(d) utilizza una diversa modulazione, 1024 QAM, con coderate $3/4$.

Si può notare dalle immagini come l'introduzione dell'interleaving nel tempo (TI, Time Interleaving) incrementi la robustezza dei dati e come per un suo più ampio valore, meno di 1 dB viene richiesto per la ricezione degli errori sui dati. Inoltre, si scopre che l'interleaving nel tempo con profondità di 8 simboli OFDM, che corrispondono circa a $3,5 \text{ ms}$ che è vicino al tasso di ripetizione del burst della telefonia cellulare, offre quasi

le stesse prestazioni di una più lunga profondità di interleaving. Si ricordi che anche se 8 e 16 simboli OFDM utilizzati per l'interleaving nel tempo danno come risultato circa lo stesso numero di dati disturbati, l'utilizzo di un più breve interleaving porta ad un forte degrado soprattutto per un alto coderate, dato che un basso numero di bit di parità non è in grado di correggere i dati distrutti.

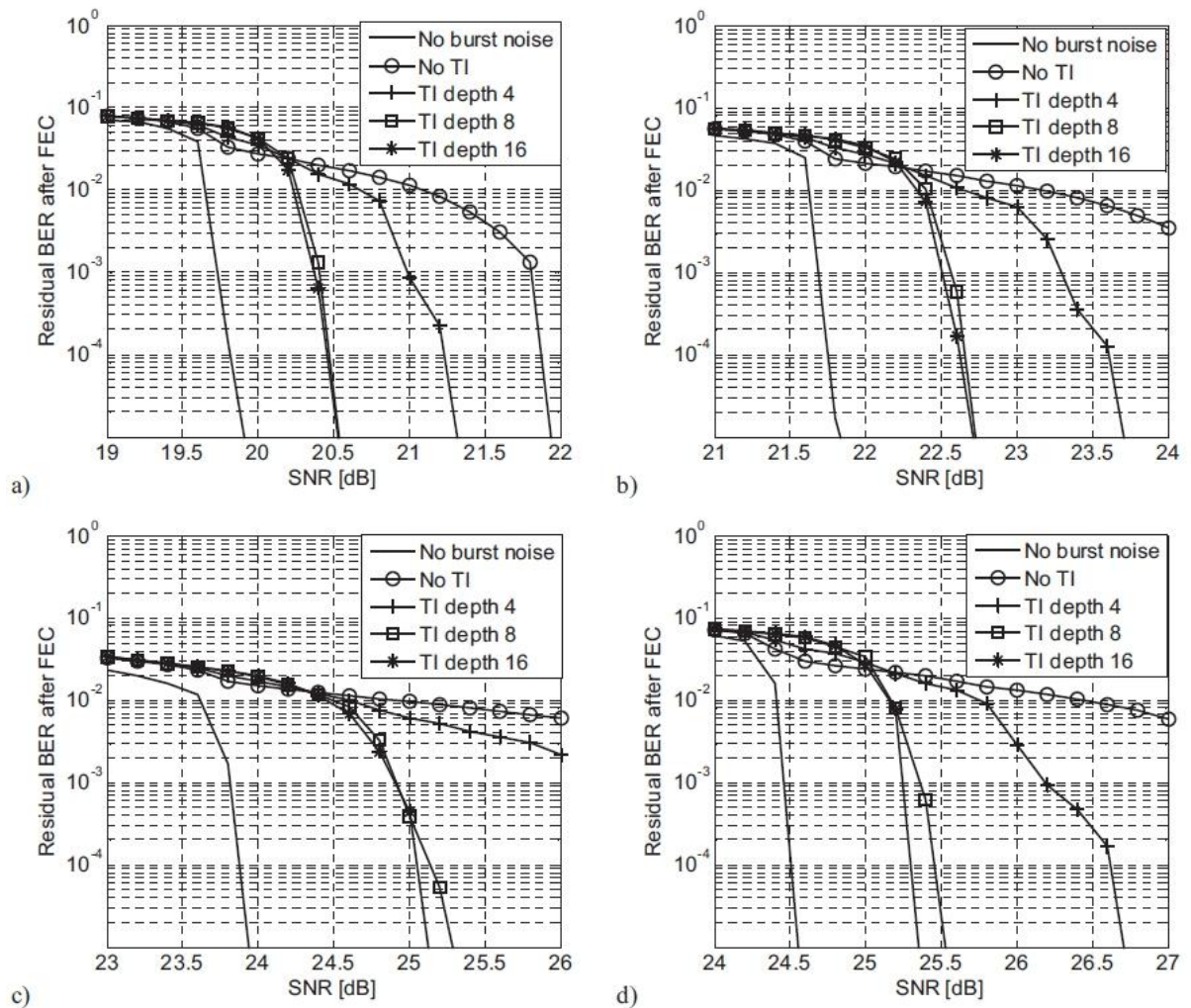


Figura 3.7

3.5 Impulsive noise

Il nuovo standard per trasmissioni su cavo DVB-C2 non si basa più su trasmissione a singola portante, ma utilizza una modulazione OFDM multi portante. È ben noto dalla letteratura che la modulazione OFDM è molto sensibile al rumore impulsivo, cioè impulsi molto brevi della durata di pochi nanosecondi, che tuttavia possono avere una potenza significativamente superiore rispetto al segnale desiderato, che provoca valori negativi di C/I. In caso di modulazioni a singola portante, come nel DVB-C, solo pochi

bit ne sono interessati, nel caso della modulazione OFDM invece l'energia del rumore viene raccolta durante l'intera durata del simbolo OFDM, e quasi ugualmente distribuita su tutti i dati trasmessi all'interno del simbolo OFDM colpito. A causa di questa struttura a raccolta, questo effetto viene chiamato noise bucket (rumore a secchio).

Il disturbo del rumore impulsivo è stato studiato ad esempio nel Regno Unito durante l'introduzione del DVB-T. Diversi sono stati i rumori impulsivi che sono stati creati tra i quali spicca il modello di rumore impulsivo 6 del DTG (Digital Terrestrial Group) la cui struttura è mostrata in Figura 3.8.

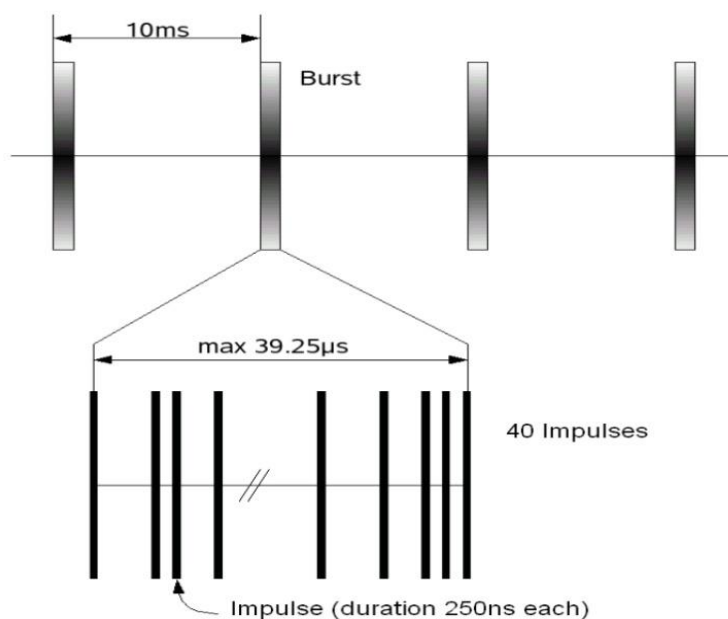


Figura 3.8

Il disturbo così modellato è costituito da burst che hanno distanza di 10 ms , causati dalla frequenza della rete elettrica di 50 Hz , che provoca un'interruzione del passaggio di corrente elettrica ogni 10 ms . Ogni burst è costituito da un determinato numero di impulsi, dove ciascun impulso ha lunghezza fissa di 250 ns , ed il numero di impulsi è determinato dai parametri del modello. Il modello più esigente è il 6 del DTG, dove ogni burst si compone di 40 brevi impulsi, la cui lunghezza massima è approssimativamente di $40\text{ }\mu\text{s}$, mentre l'effettiva lunghezza (cioè, la durata accumulata da tutti i 40 impulsi) è di $10\text{ }\mu\text{s}$. Si osservi che la lunghezza del burst completo è significativamente più breve rispetto alla lunghezza del simbolo OFDM, $448\text{ }\mu\text{s}$ per il DVB-C2. Il fatto che il segnale consista in più e brevi burst con spaziatura non equidistante causa uno spettro bianco nel dominio della frequenza, che interessa tutte le sottoportanti OFDM allo stesso modo.

Per la simulazione delle prestazioni del DVB-C2 in caso di rumore impulsivo è stato utilizzato il modello 6 del DTG precedentemente descritto.

In Figura 3.9 vengono mostrati i risultati per diverse combinazioni di modulazioni QAM e diversi coderate, utilizzati con profondità di 16 simboli OFDM per l'interleaving nel tempo.

A partire da sinistra e andando verso destra sono rappresentate le prestazioni delle modulazioni: 256 QAM con coderate 3/4 (quadrato); 256 QAM con coderate 5/6 (cerchietto); 256 QAM con coderate 9/10 (croce) e 1024 QAM con coderate 3/4 (asterisco). Le linee continue rappresentano le performance senza il rumore impulsivo.

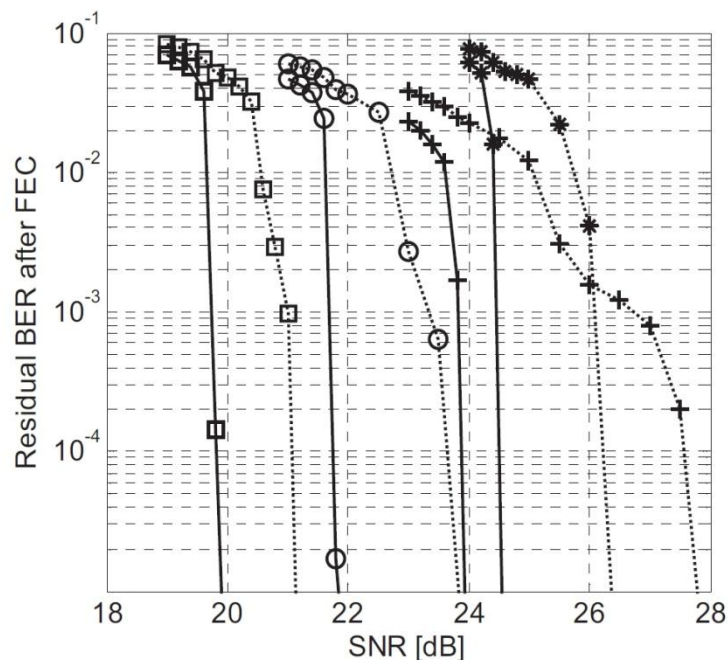


Figura 3.9

Al fine di dimostrare la robustezza del nuovo sistema contro questi disturbi, è stato impostato un livello di interferenza di $C/I = -10 \text{ dB}$, il che significa che l'interferenza è 10 dB più forte del segnale. Tuttavia, per i coderate inferiori (3/4) solo una degradazione di circa 1 dB è visibile rispetto al caso senza rumore impulsivo, mentre essa aumenta per coderate maggiori (5/6, 9/10). Come risultato si ha quindi che è più efficace utilizzare uno schema di una costellazione superiore con l'aggiunta di un coderate minore come mostrato in Figura 3.9. La modalità 1024 QAM con coderate 3/4 offre un più alto bit rate rispetto ad una modalità 256 QAM con coderate 9/10.

Nell'ambito Europeo il progetto di ricerca ReDesign, ha svolto approfonditi studi sul rumore impulsivo via cavo. Rumori impulsivi molto forti non sono stati trovati all'interno di queste reti.

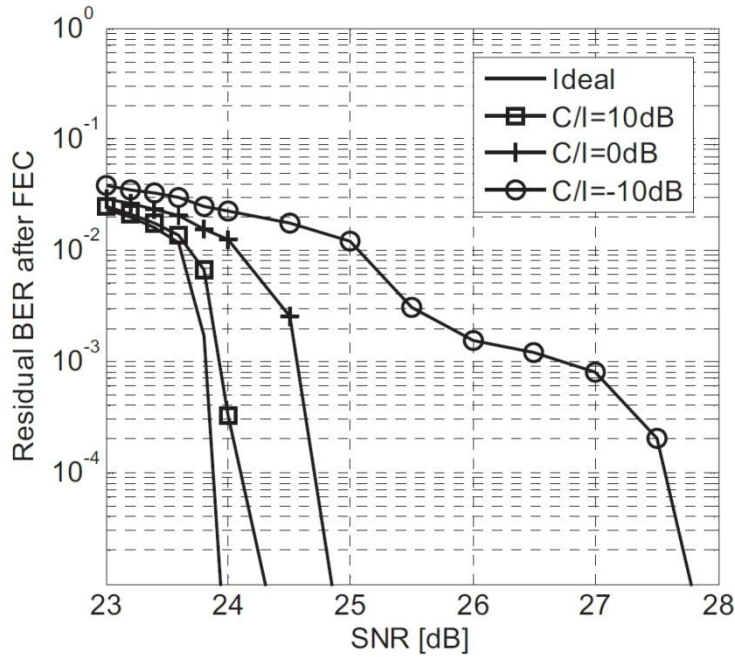


Figura 3.10

La Figura 3.10, mostra i risultati per differenti livelli di C/I per modulazioni 256 QAM con coderate 9/10, la cui performance è la peggiore rappresentata in Figura 3.9. Anche in questo caso è stata utilizzata la profondità massima di 16 simboli OFDM per l'interleaving nel tempo. Solo un rumore impulsivo molto forte porta ad un aumento dell'SNR di diversi dB per errori in ricezione. Nel caso $C/I = 0$ (cioè, gli impulsi hanno la stessa forza del segnale di carico) mostra un incremento di 1 dB.

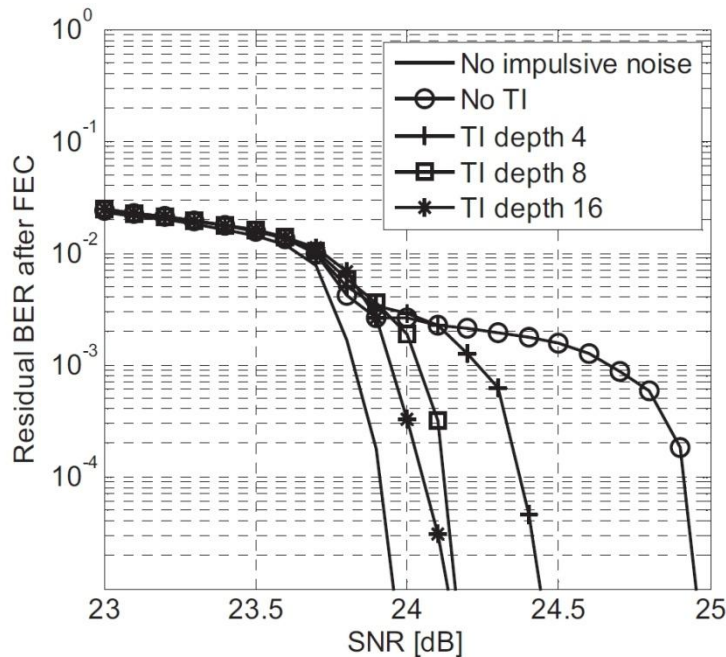


Figura 3.11

Per alcune applicazioni è richiesta una bassa latenza, ad esempio i giochi su internet, quindi non può essere utilizzato un lungo interleaver nel tempo, dato che l'utilizzo prolungato del suo buffer porta ad aumento della latenza. Pertanto, è stata simulata l'influenza della profondità dell'interleaving nel tempo utilizzando una modulazione 256 QAM con coderate 9/10, i cui risultati sono mostrati in Figura 3.11 per un $C/I = 10 \text{ dB}$.

Senza l'interleaving nel tempo, l'SNR aumenta approssimativamente di 1dB. Tuttavia, l'applicazione dell'interleaving con breve profondità (cioè 4 simboli OFDM) incrementa significativamente la robustezza, che migliora maggiormente per profondità più lunghe. Quindi, già un'interleaving nel tempo con profondità pari a 4 simboli OFDM, può essere sufficiente in molti casi, tuttavia, è possibile anche l'utilizzo di nessun interleaving per applicazioni a bassa latenza, mostrando una degradazione accettabile.

Capitolo 4

I Frame C2

Il DVB-C2 utilizza la modulazione OFDM con una durata del simbolo di $448 \mu s$ in un canale da $8 MHz$ che corrisponde all'utilizzo di una 4K-FFT con spaziatura tra le sottoportanti di $2232 Hz$. Per tale sistema sono specificati in frequenza due intervalli di guardia: $1/128$ per le operazioni normali e $1/64$ per la trasmissione su canali con echi. I parametri generali dell'OFDM, incluso lo schema degli scattered pilot per la stima del canale, corrispondono esattamente ai parametri della 4K-FFT del DVB-T2 e questo facilita l'implementazione di comuni chipset di ricezione, DVB-T2/C2. Inoltre il DVB-C2 include regole di ottimizzazione specifiche per trasmissioni via cavo che conducono alla definizione della struttura dei frame come mostrato in Figura 4.1.

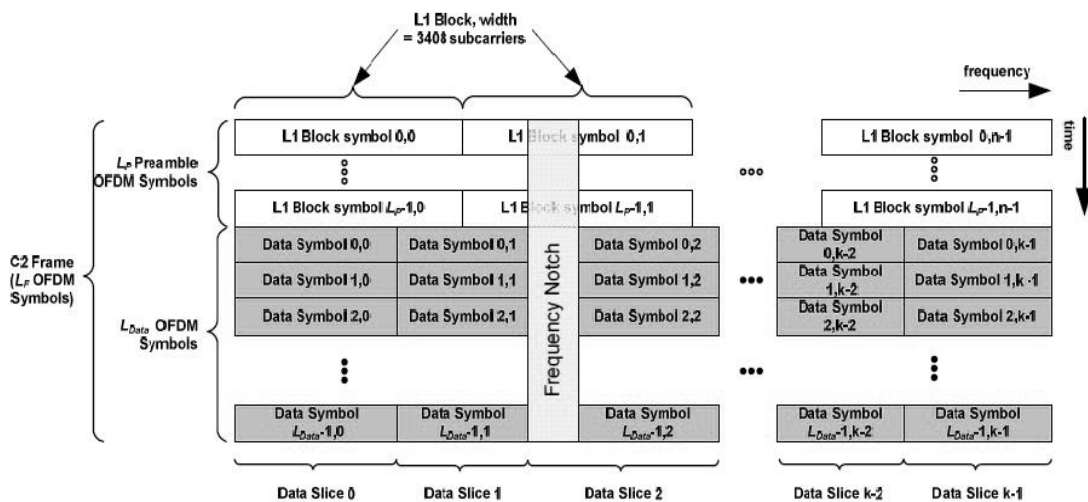


Figura 4.1

Ciascun frame inizia con un preamble (preambolo, rappresentato dai blocchi bianchi). Esso consiste in uno o più simboli OFDM che permettono una sincronizzazione affidabile del flusso dei dati sia nel dominio del tempo che in quello della frequenza e delle portanti della segnalazione di livello 1 (L1). La segnalazione L1 è richiesta per la demodulazione del data slice (rappresentato dai blocchi di colore grigio chiaro), 448 simboli OFDM che contengono i dati appartenenti ad un relativo servizio a cui si vuole accedere. Vista nel dominio del tempo, la successione di un preamble e di un data slice costituisce un frame C2 la cui durata è approssimativamente di $200 ms$.

Un importante aspetto della struttura dei frame è l'asse delle frequenze, che non è più abbinato a strutture di canali da 6 o 8 MHz. In contrasto con il DVB-T2, il C2 non ha bisogno di una griglia dei canali, dato che le reti via cavo utilizzano un ambiente schermato, il quale non ha bisogno di coordinarsi con l'ambiente delle trasmissioni terrestri. Grazie a questa accortezza i segnali via cavo riescono ad adattarsi con flessibilità alle esigenze di larghezza di banda richieste dal canale fisico. La flessibilità garantita dall'applicazione della modulazione OFDM al posto della modulazione a singola portante (utilizzata nel DVB-C) è possibile variando il numero di sottoportanti OFDM mentre i vari parametri del filtro e dell'orologio di sistema sono mantenuti praticamente invariati.

Per evitare al consumatore complessi e costosi ricevitori elettronici il ricevitore mantiene la sua architettura standard di 8 MHz di sincronismo ed è in grado di estrarre una parte più ampia del segnale richiesto, così da garantire la ricezione degli interi data slice che non superano mai la larghezza di banda massima di 7,61 MHz come in Figura 4.2.

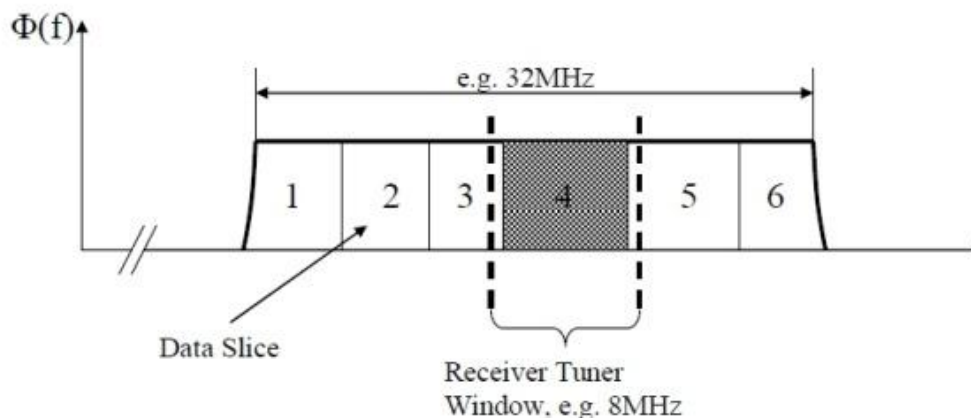


Figura 4.2

4.1 Data Slice

Il DVB-C2 ha introdotto il concetto di data slice (ovvero i canali televisivi) la cui larghezza di banda e la loro posizione non sono abbinata a nessuna griglia di canali. Tuttavia, le sottoportanti OFDM appartenenti ad uno stesso servizio (ad esempio il trasporto di un flusso MPEG-2) devono rimanere all'interno della stessa finestra di sincronismo di 8 MHz, per consentire la ricezione dell'intero data slice, in cui vengono trasmessi tutti i dati per la ricezione di un servizio. I data slice normalmente nel dominio delle frequenze confinano direttamente l'uno con l'altro, il che significa che non è

richiesto spazio tra loro. La larghezza di banda generata dai simboli OFDM è generalmente limitata dalle capacità tecniche del trasmettitore, anche se il DVB-C2 permetterebbe segnali OFDM di alcune centinaia di *MHz*. Questo tipo di approccio mostra una certa somiglianza con la banda OFDM segmentata dello standard del digitale terrestre Giapponese l'ISDB-T. Tuttavia, in contrasto con ISDB-T la larghezza di banda complessiva così come la larghezza di banda di ciascun segmento (o data slice) non è fissa. La larghezza di banda di ciascun data slice può variare da 0 a 7,61 *MHz*, perciò un sintonizzatore TV da 8 *MHz* è sufficiente per la loro ricezione. 8 *MHz* è il limite della gamma di frequenze che vengono passate dal sincronizzatore all'unità FFT del demodulatore, con la conseguenza che il numero di sottoportanti all'ingresso dell'unità FFT è inferiore a 4096, il che consente l'applicazione di una 4K-FFT come già avviene nei chipset del DVB-T2.

Nei data slice, l'interleaving nel dominio del tempo e nel dominio della frequenza forniscono una protezione robusta contro interferenze o rumore impulsivo, mentre una serie di pilot viene inserita all'interno di essi per consentire la sincronizzazione e la stima del canale. Per una maggiore flessibilità, la frequenza e la larghezza di banda dei data slice possono variare da frame a frame, senza nessuna interruzione del servizio. Il trasmettitore non si limita ad indicare l'inizio e la fine delle frequenze di un data slice, ma indica anche la posizione di sincronismo ottimale. Così il trasmettitore conosce la posizione della finestra di sincronizzazione del ricevitore ed è in grado di spostare l'inizio e la fine dei data slice all'interno della finestra stessa in modo da non dover risincronizzare il ricevitore alla nuova frequenza del data slice, operazione che potrebbe causare un'interruzione della ricezione. Quindi il tasso di dati forniti all'interno di ciascun data slice e frame C2 è adattato dinamicamente alle specifiche esigenze. La segnalazione di questi parametri è effettuata all'interno della segnalazione L1 del preamble che ha una struttura specifica per consentire questa flessibilità.

4.2 Preamble

Il preamble ha due scopi principali: il primo è quello di consentire la sincronizzazione del tempo e della frequenza per i segnali OFDM; il secondo è quello di trasportare le portanti della segnalazione L1 richieste per la decodifica dei data slice. Di conseguenza un requisito fondamentale per i dati della segnalazione L1 è la possibilità di essere

decodificati in qualsiasi posizione di sincronismo all'interno delle frequenze del segnale C2.

La segnalazione L1, utile per la demodulazione dei data slice, si trova all'interno del preamble, costituito da uno più simboli OFDM, ed è trasmesso all'interno di ciascun frame, come in Figura 4.1. Poichè non esiste una struttura fissa del canale, il ricevitore deve essere in grado di decodificare la segnalazione L1 in qualsiasi posizione di sincronismo all'interno della banda del segnale, questo è reso possibile anche dall'applicazione della modulazione OFDM. Inoltre il trasmettitore ripete il blocco L1 (che contiene la completa segnalazione L1) ciclicamente ogni 7,61 MHz (cioè 3408 sottoportanti).

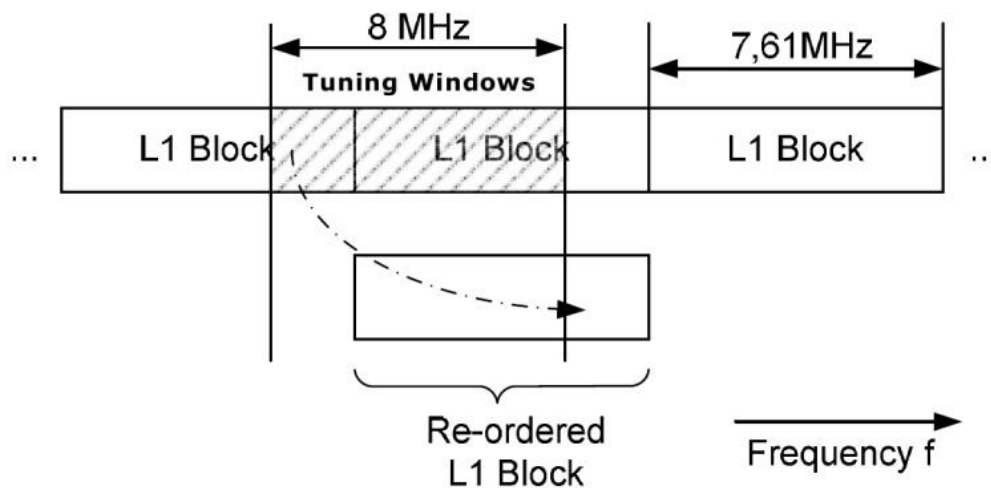


Figura 4.3

Come mostrato in Figura 4.3 il ricevitore è in grado di ripristinare i dati riordinando le sottoportanti dopo la trasformazione del segnale nel dominio della frequenza (cioè dopo aver ricevuto l'uscita della 4K-FFT).

Anche la perdita di alcune portanti non influisce sulle performance del sistema in modo serio, in quanto i dati vengono trasmessi in modo robusto.

Capitolo 5

Sincronizzazione di un segnale DVB-C2

L'acquisizione iniziale eseguita dopo la prima accensione del ricevitore per rilevare i segnali DVB-C2 disponibili, funziona come nello schema rappresentato in Figura 5.1.

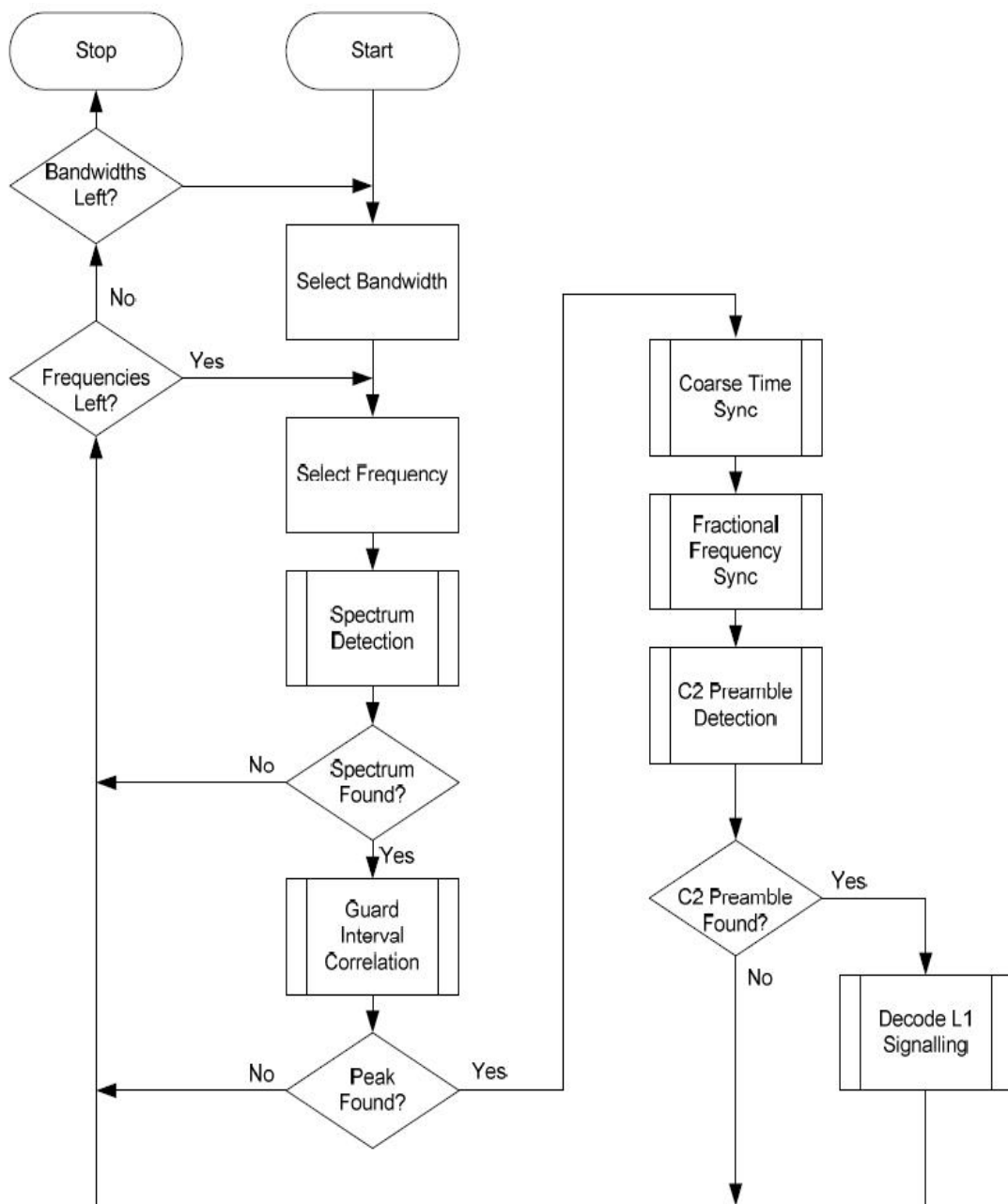


Figura 5.1

Inizialmente, il ricevitore deve scegliere una possibile larghezza di banda, tra 8 MHz o 6 MHz. Una volta determinata la larghezza di banda che si intende utilizzare viene selezionata una possibile frequenza del segnale DVB-C2 e si cerca di rilevare se lo spettro di un segnale DVB-C2 è disponibile all'interno della finestra di sincronizzazione. Se esso viene rilevato, allora il ricevitore cerca di valutare se tale segnale è un segnale OFDM.

Successivamente, il ricevitore cerca di sincronizzarsi con tale segnale e di trovarne il Preamble. Nel caso venga trovato allora viene decodificato e inizia la rivelazione del successivo segnale DVB-C2.

5.2 Spectrum detection

La rilevazione dello spettro è un aspetto fondamentale per la corretta sincronizzazione di un segnale DVB-C2.

Per decodificare completamente un blocco L1 parte 2, di un segnale DVB-C2, il ricevitore deve avere una finestra di sincronizzazione di 7.61 MHz, la quale non deve contenere due segnali separati o notch a banda larga.

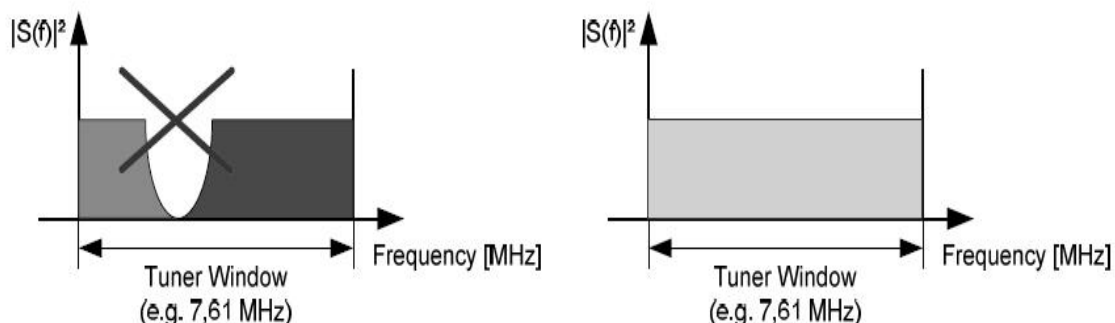


Figura 5.2

L'immagine di sinistra nella Figura 5.2, rappresenta uno spettro che contiene un'area nella quale non c'è energia trasmessa, ciò significa che o si è in presenza di un notch a banda larga oppure che il ricevitore è sintonizzato su due segnali differenti. Di conseguenza il ricevitore deve essere regolato su un'altra frequenza.

Nello spettro di destra si nota la sincronizzazione corretta del ricevitore con il segnale, al cui interno possono essere presenti notch a banda stretta che vengono considerati facenti parte del segnale stesso.

Una possibile implementazione della struttura di uno spectrum detector è rappresentata nella Figura 5.3.

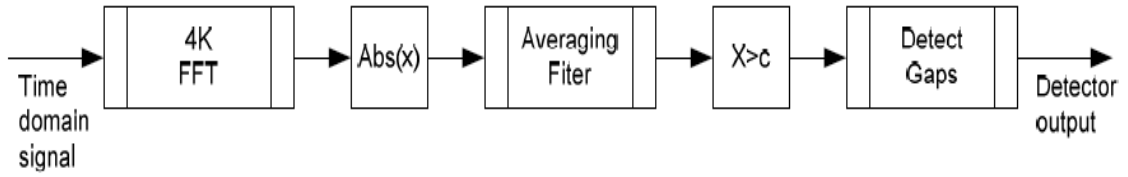


Figura 5.3

Il segnale $s(k)$ in entrata al ricevitore è un segnale discreto con dominio nel tempo, su di esso viene effettuata una 4K FFT, che ha espressione del tipo:

$$S_n = \sum_{k=0}^{4095} s(k)e^{-j2\pi\frac{kn}{4096}}. \quad (5.1)$$

Il segnale S_n risultante in uscita dal blocco 4K FFT è un segnale costituito da 4096 sottoportanti, con dominio in frequenza.

Successivamente viene calcolato il valore assoluto di S_n , e cioè viene determinato il modulo di ciascuna delle 4096 sottoportanti appartenenti al segnale.

$$|S_n| = |S_0|, |S_1|, |S_2|, \dots, |S_{4095}|. \quad (5.2)$$

Per determinare se all'interno di $|S_n|$ è presente un Notch a banda larga, prima di valutare il segnale conviene utilizzare un Averaging Filter:

$$Y_n = \frac{1}{w} \sum_{j=-w_0}^{w_0} |S_{n+j}| \quad \text{con } n = w_0, \dots, 4095 - w_0. \quad (5.3)$$

Questo filtro funziona come una finestra a scorrimento sul segnale, della dimensione di w (con w dispari) sottoportanti, che sostituisce il valore della sottoportante centrale con quello della media delle sue w_0 portanti precedenti e successive, dove $w_0 = \frac{(w-1)}{2}$. Essendo i valori del segnale diversi da zero dove il segnale trasmette informazione e circa zero dove si verifica un Notch, l'utilizzo dell'averaging filter permette quindi di migliorare il gap tra i valori di informazione e quelli dei notch.

A questo punto, si può utilizzare un rilevatore di gap simultaneamente ad un rilevatore di soglia. Il rilevatore di soglia è impostato su un valore α fisso, determinato dal costruttore, al di sopra del quale si considerano i valori assunti dalle sottoportanti valori di informazione e quelli al di sotto valori appartenenti ad un notch.

Il gap detector ha lo scopo di individuare se sono presenti w sottoportanti consecutive tali per cui il valore di ciascuna di esse è inferiore al livello di soglia, in caso affermativo allora Y_n contiene un notch a banda larga, in caso negativo Y_n è costituito da valori di informazioni.

$$\left\{ \begin{array}{ll} Y_n > \alpha & \forall n \Rightarrow Y_n \text{ è un segnale di informazione} \\ Y_{n+j} < \alpha & \forall j \in [0, \dots, w-1] \Rightarrow Y_n \text{ contiene un notch a banda larga} \end{array} \right. \quad (5.4)$$

Nel caso in cui il segnale contenga un notch a banda larga allora la portante n deve essere sostituita con una nuova portante $n = n + 4096$.

5.3 Guard Interval Correlation

Molti segnali che viaggiano sul cavo non sono segnali OFDM.

L'intervallo di guardia, è la ripetizione ciclica della parte utile del segnale OFDM ed è possibile utilizzarlo per determinare se il segnale al ricevitore è effettivamente un segnale OFDM.

Consideriamo sia stato trasmesso su un canale non dispersivo un segnale $s(k)$ e che esso sia affetto solamente da rumore bianco (AWGN) $n(k)$. Al ricevitore per ciascun simbolo OFDM avremmo due incertezze, una relativa al tempo di arrivo del simbolo (che dà luogo ad una rotazione dei dati) e l'altra sulla frequenza della portante (che dà luogo ad uno spostamento di tutte le sottoportanti, dovuta alla differenza tra oscillatori locali in trasmissione e ricezione). La prima incertezza è modellata come un ritardo alla risposta impulsiva del canale $\delta(k - \theta)$, dove θ è il valore intero (sconosciuto) del tempo di arrivo del simbolo. La seconda è modellata come una distorsione dei dati ricevuti, nel dominio del tempo viene modellata come $e^{j2\pi\epsilon k/N}$, dove ϵ indica la differenza tra gli oscillatori in trasmissione e ricezione come frazione dello spazio tra sottoportanti ($1/N$ in frequenza normalizzata) ed è la stessa per tutte le sottoportanti. Queste due incertezze e l'AWGN rendono così il segnale ricevuto:

$$r(k) = s(k - \theta)e^{j2\pi\epsilon k/N} + n(k). \quad (5.5)$$

Consideriamo ora il segnale $s(k)$, costituito da una combinazione lineare di valori indipendenti e identicamente distribuiti. Per il teorema del limite centrale $s(k)$ può essere considerato come un processo gaussiano, le cui parti reale e immaginaria sono indipendenti, se il numero di sottoportanti è sufficientemente grande. Tuttavia, questo processo non è bianco a causa della presenza del prefisso ciclico che produce una correlazione tra alcune coppie di campioni che distano N campioni tra loro. Quindi anche $r(k)$ non è un processo bianco, ma a causa della sua struttura probabilistica, contiene informazioni sul tempo di offset θ e sulla frequenza portante di offset ϵ .

Si supponga ora di osservare $2N + L$ campioni consecutivi di $r(k)$, vedi Figura 5.4, e che questi campioni contengano un simbolo completo OFDM ($N + L$ campioni).

La posizione del simbolo all'interno di questo blocco di campioni è sconosciuta poiché è sconosciuto il ritardo θ introdotto dal canale. Si possono definire così:

$$\begin{aligned}\mathcal{I} &\triangleq \{\theta, \dots, \theta + L - 1\} & e \\ \mathcal{I}' &\triangleq \{\theta + N, \dots, \theta + N + L - 1\}.\end{aligned}\quad (5.6)$$

Dove \mathcal{I} rappresenta gli indici dei campioni di dati che vengono copiati nel prefisso ciclico e \mathcal{I}' contiene gli indici del prefisso.

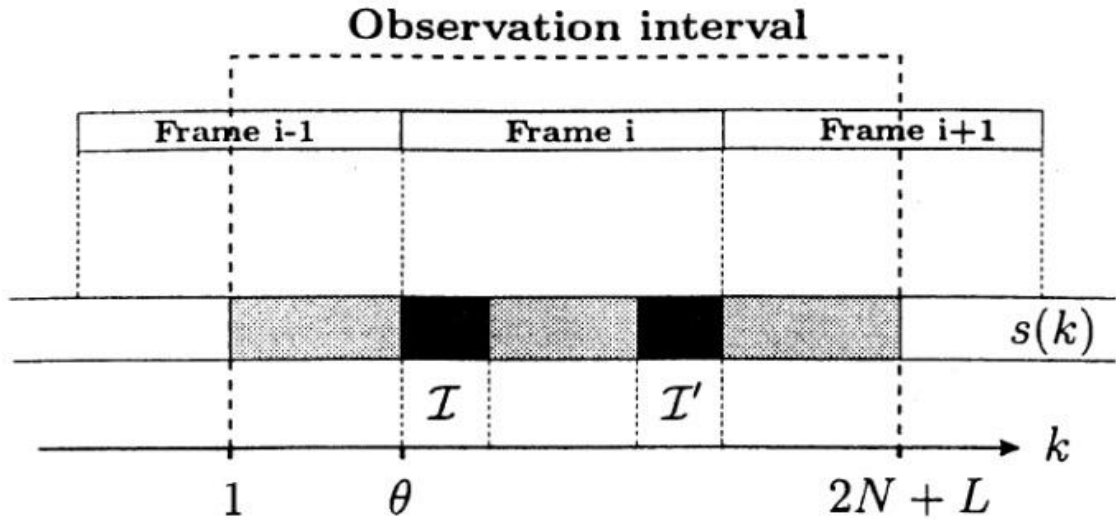


Figura 5.4

I campioni osservati vengono raccolti in un vettore $\mathbf{r} \triangleq [r(1), \dots, r(2N + L)]^T$.

Si noti che i campioni del prefisso ciclico e le loro copie $r(k), k \in \mathcal{I} \cup \mathcal{I}'$ sono correlati a coppie, vale a dire:

$$\forall k \in \mathcal{I}: E\{r(k)r^*(k+m)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2 & m = 0 \\ \sigma_s^2 e^{-j2\pi\epsilon} & m = N \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} \quad (5.7)$$

dove $SNR = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$, con $\sigma_s^2 \triangleq E\{|s(k)|^2\}$ e $\sigma_n^2 \triangleq E\{|n(k)|^2\}$, mentre i campioni rimanenti, $r(k), k \notin \mathcal{I} \cup \mathcal{I}'$, sono mutuamente non correlati.

La funzione log-likelihood (logaritmo di verosimiglianza) per θ ed ϵ , $\Lambda(\theta, \epsilon)$, è il logaritmo della funzione densità di probabilità $\hat{f}(\mathbf{r}|\theta, \epsilon)$ dei $2N + L$ campioni osservati in \mathbf{r} dato il tempo di arrivo θ e la frequenza portante di offset ϵ . Attraverso questa funzione è possibile determinare se il segnale $r(k)$ è effettivamente un segnale OFDM.

Usando la proprietà di correlazione data dall'osservazione su \mathbf{r} , la funzione log-likelihood può essere scritta come:

$$\begin{aligned}
\Lambda(\theta, \varepsilon) &= \log f(\mathbf{r}|\theta, \varepsilon) \\
&= \log \left(\prod_{k \in \mathfrak{I}} f(r(k), r(k+N)) \prod_{k \notin \mathfrak{I} \cup \mathfrak{I}'} f(r(k)) \right) \\
&= \log \left(\prod_{k \in \mathfrak{I}} \frac{f(r(k), r(k+N))}{f(r(k))f(r(k+N))} \prod_k f(r(k)) \right)
\end{aligned} \tag{5.8}$$

dove $f(\cdot)$ denota la densità di probabilità della variabile contenuta nell'argomento.

Sotto l'ipotesi che \mathbf{r} sia un vettore Gaussiano e dopo varie manipolazioni algebriche (vedi appendice di [3]),

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = |\gamma(\theta)| \cos(2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) - \rho\Phi(\theta) \tag{5.9}$$

dove \angle indica l'argomento del numero complesso,

$$\gamma(m) \triangleq \sum_{k=m}^{m+L-1} r(k)r^*(k+N), \tag{5.10}$$

$$\Phi(m) \triangleq \frac{1}{2} \sum_{k=m}^{m+L-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \tag{5.11}$$

e

$$\rho \triangleq \left| \frac{E\{r(k)\overline{r^*(k+N)}\}}{\sqrt{E\{|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2\}}} \right| \tag{5.12}$$

$$= \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1} \tag{5.13}$$

è la grandezza del coefficiente di correlazione tra $r(k)$ e $r(k+N)$. Il termine $|\gamma(\theta)|$ è la grandezza ponderata di $\gamma(\theta)$, che è la somma di L correlazioni consecutive tra coppie di campioni spaziate tra loro da N campioni e dipende dalla frequenza di offset. Il termine $\Phi(\theta)$ è un termine di energia, indipendente anch'esso dalla frequenza di offset ed il suo contributo dipende dal SNR.

La stima del Maximum Likelihood (ML) di θ ed ε è l'argomento massimo di $\Lambda(\theta, \varepsilon)$.

La massimizzazione della funzione log-likelihood può essere eseguita in due fasi:

$$\max_{(\theta, \varepsilon)} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\theta} \max_{\varepsilon} \Lambda(\theta, \varepsilon) = \max_{\theta} \Lambda(\theta, \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)). \tag{5.14}$$

Il massimo, con rispetto della frequenza di offset ε si ottiene quando il termine $\cos(2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta))$ è pari a uno. Perciò il ML stimato di ε è pari a:

$$\hat{\varepsilon}_{ML}(\theta) = -\frac{1}{2\pi} \angle\gamma(\theta) + n \tag{5.15}$$

dove n è intero.

A questo punto la funzione log-likelihood, tale da rispettare $\hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)$ diventa:

$$\Lambda(\theta, \hat{\varepsilon}_{ML}(\theta)) = |\gamma(\theta)| - \rho\Phi(\theta) \tag{5.16}$$

e la stima congiunta del ML di θ ed ε diventa:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)| - \rho\Phi(\theta)\} \quad (5.17)$$

$$\hat{\varepsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\theta}_{ML}). \quad (5.18)$$

5.4 Preamble Detection and Synchronization

In questo paragrafo, per semplicità si considererà che la sincronizzazione temporale e la fractional frequency siano già state realizzate.

A questo punto, siamo in grado di demodulare correttamente i dati di ciascuna sottoportante del segnale OFDM, ma non sappiamo eseguire la stima del canale, ne conosciamo l'indice effettivo dell'attuale sottoportante k .

Se fossimo in grado di determinare l'indice k della sottoportante OFDM ricevuta, allora saremmo in grado di sincronizzarci completamente con il flusso dei dati. Inoltre sarebbe possibile anche la stima del canale partendo dai valori assunti dai pilots.

La tecnica di sincronizzazione con il Preamble è mostrata in Figura 5.5.

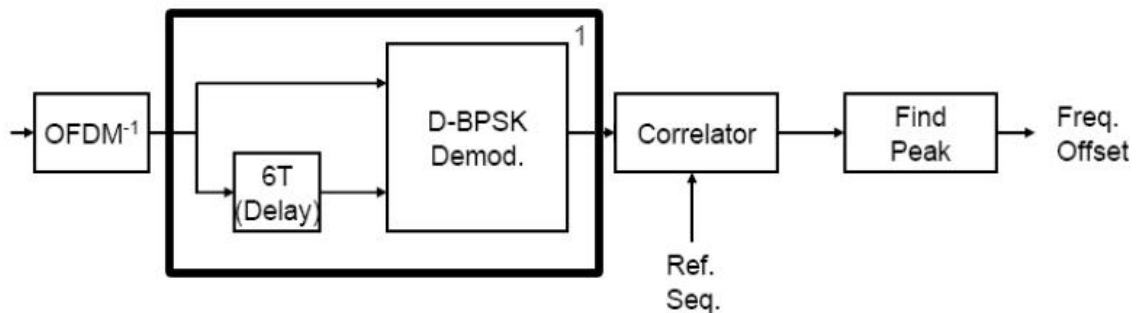


Figura 5.5

Dato un segnale $s(k)$ con dominio nel tempo, il blocco OFDM^{-1} esegue una 4K FFT e ritorna un segnale $S(n)$ della dimensione di 4096 sottoportanti nel dominio della frequenza.

La parte di demodulazione (scatola nera in grassetto) assume già una corretta demodulazione delle sottoportanti OFDM, senza una stima del canale e senza conoscere l'indice k della sottoportante.

Il blocco DBPSK si sviluppa in due fasi, la prima è la codifica differenziale della sottoportante n :

$$\begin{aligned} \Re(S_n) &= \text{App} \cdot \frac{1}{2} (1 - S_n), \\ \Im(S_n) &= 0 \end{aligned} \quad (5.19)$$

la seconda è la modulazione della stessa con la sottoportante $n - D_p$, dove $D_p = 6$ cioè la distanza tra due pilots del Preamble consecutivi.

$$C_n = S_{n-6} \oplus S_n \quad (5.20)$$

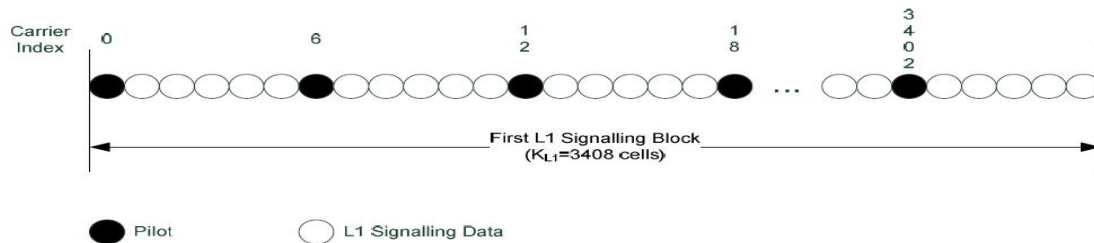


Figura 5.6

Se assumiamo che le condizioni del canale siano quasi statiche per piccole variazioni di frequenza cioè per pilots vicini, che è vero data la dimensione ridotta degli echi all'interno delle reti su cavo, l'uscita del demodulatore DBPSK è simile alla sequenza di Pilot Scrambling w_k^P , cioè la modulazione dei pilots prima della codifica differenziale. Naturalmente questa sequenza può essere calcolata solo per le posizioni dei pilots, cioè per k multiplo di 6, mentre l'uscita delle altre posizioni dipende dallo scrambling in frequenza effettuato sui dati.

Al fine di trovare la sequenza dei pilot, l'uscita del demodulatore DBPSK è collegata ad un correlatore che utilizza come reference sequence la sequenza:

$$w_k^P = w_k \oplus w'_i \quad \text{con } i = \frac{(k \bmod K_{L1})}{D_p} \quad (5.21)$$

dove $K_{L1} = 3408$ e w_k e w'_i sono generati da due Linear Feedback Shift Register (LFSR).

Il polinomio che caratterizza il LFSR di w_k è: $X^{11} + X^2 + 1$, che si ripete ogni $2^{11} - 1 = 2047$ uscite, ciò implica che $w_k = w_{(k \bmod 2047)}$, mentre w'_i è caratterizzato dal polinomio: $X^{10} + X^3 + 1$, che si ripete ogni $2^{10} - 1 = 1023$ uscite, perciò $w'_i = w'_{(i \bmod 1023)}$.

Se k non è la posizione di un pilots, allora il valore assunto dalla sequenza è 0.

La correlazione tra l'uscita del DBPSK e la sequenza w_k^P genera una sequenza che verifica un picco significativo di correlazione nel punto in cui i pilots del segnale analizzato corrispondono esattamente con quelli della sequenza w_k^P .

A questo punto al rilevatore di picchi non rimane che ricercare il massimo valore di picco della sequenza, la cui posizione determina l'indice n della sottoportante iniziale.

Capitolo 6

Procedura di Preamble Data Decoding

L'informazione trasmessa all'interno del Preamble viene ripetuta ciclicamente all'interno dei blocchi L1 ogni 3408 sottoportanti OFDM (cioè 7,61 MHz). Tuttavia, non è garantito che la finestra del ricevitore sia allineata con Blocco L1. Inoltre, non si conosce a priori il numero L_P dei simboli del Preamble. Pertanto, il ricevitore utilizza lo schema di Figura 6.1 per la decodifica.

Ipotizzando che il ricevitore conosca la posizione del primo simbolo del Preamble, banalmente, significa che siamo già sincronizzati e che conosciamo la posizione e il payload L_F dei simboli OFDM del precedente Preamble.

Nel caso la sintonizzazione fosse più recente, allora il ricevitore conoscerebbe solamente l'inizio del Preamble dato dalla correlazione.

Sono rari i casi in cui si è sintonizzati e si perde il primo simbolo di Preamble, in questi casi, la decodifica del blocco L1 parte2 fallirà e si dovrà attendere il successivo Preamble.

Al primo tentativo di decodifica del Preamble, il ricevitore non conosce il numero L_P di simboli OFDM che costituiscono il Preamble, perciò viene assunto che siano in numero massimo e cioè 8. Come prima operazione per la decodifica del Preamble, si deve eseguire l'ordinamento delle sottoportanti per poi successivamente applicare il de-interleaving in frequenza. La fase successiva è quella di cercare di decodificare l'intestazione del Preamble. Se il decoder riesce a decodificare i dati, allora è possibile impostare il numero corretto di simboli del Preamble, se non fosse in grado, cercherebbe di farlo nel successivo simbolo OFDM. Quando il numero di simboli OFDM del Preamble è stato scoperto, allora il ricevitore può decodificare il blocco L1 parte 2.

L'assunzione del numero massimo di simboli OFDM Preamble è necessaria per una maggiore robustezza in caso si utilizzi sul Preamble l'interleaving temporale. Se ad esempio, il primo simbolo del Preamble a causa di un picco di rumore viene perso, il

destinatario non può conoscere la lunghezza del Preamble. Pertanto si deve cercare di ottenerle durante i successivi simboli OFDM.

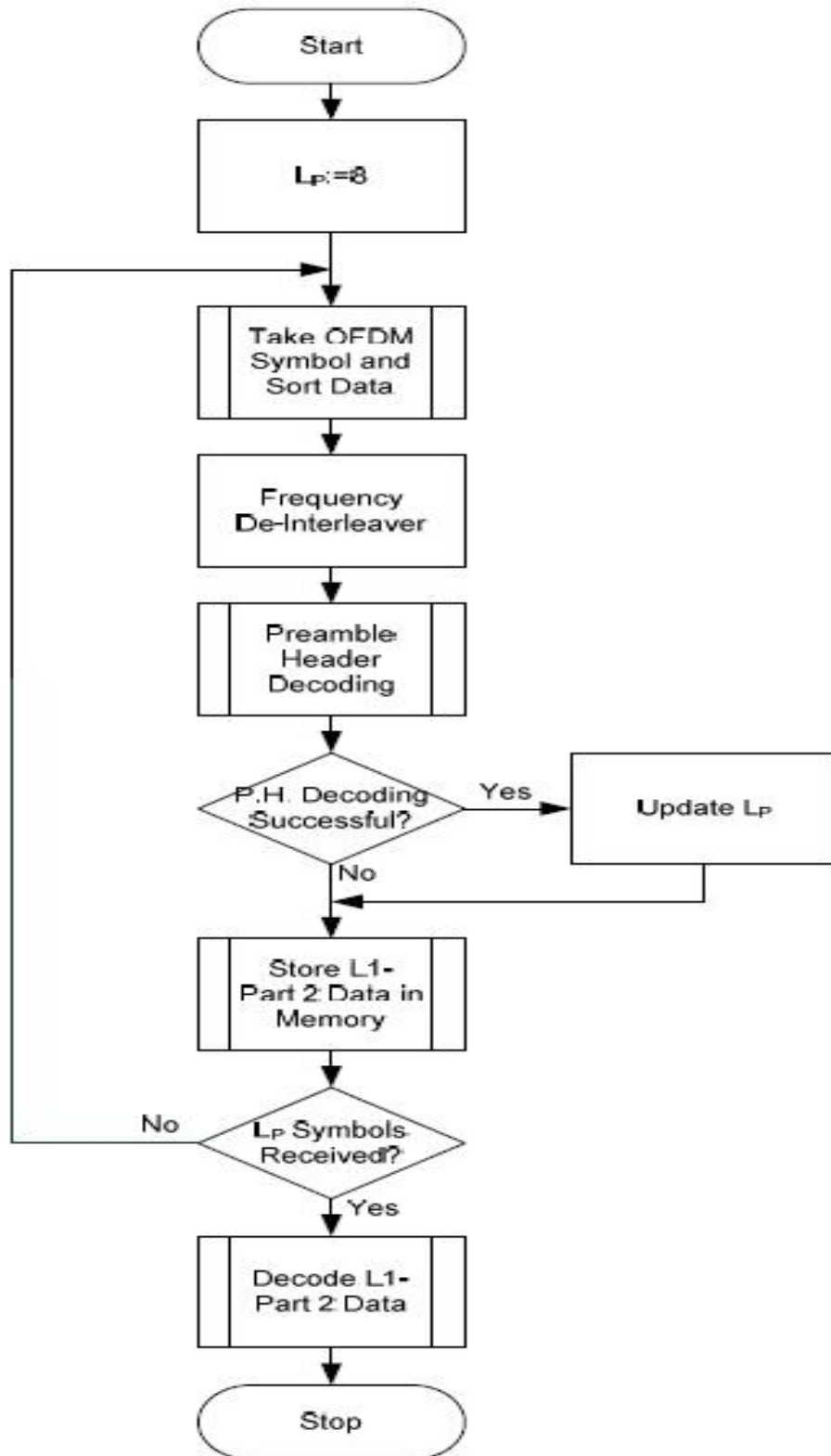


Figura 6.1

6.1 Data Sorting

La larghezza di banda, per il sincronismo, del ricevitore è sempre più ampia del blocco L1. Pertanto il ricevitore è in grado di ricevere le informazioni all'interno di due blocchi, e ottenere l'informazione completa ordinando i dati.

La Figura 6.2 mostra un esempio di come se pur il ricevitore ottimale è sincronizzato per ricevere il Data Slice 2, esso non è allineato al blocco L1, tuttavia è in grado di recuperare l'informazione completa riordinando le due parti del blocco L1.

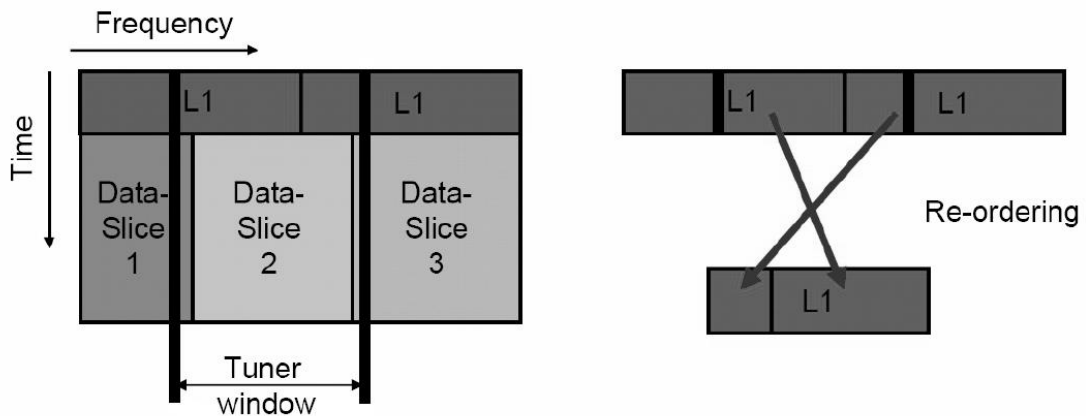


Figura 6.2

6.2 De-Interleaving in frequenza

Il de-interleaving in frequenza ha lo scopo di riordinare le celle dati del Preamble che erano state separate dall'interleaving in frequenza al trasmettitore, utilizzato per evitare errori a bursts causati da notch a banda stretta o da fading (attenuazioni del segnale) selettivi in frequenza.

Definiamo $X_{l_p}^P = (x_{l_p, H_0(0)}^P, x_{l_p, H_0(1)}^P, \dots, x_{l_p, H_0(N_{L1}-1)}^P)$ con:

$$x_{l_p, H_0(q)}^P = a_{l_p, q}^P \quad \text{per simboli pari del preamble } (l_p \bmod 2 = 0) \text{ per } q = 0, 1, \dots, N_{L1} - 1$$

$$x_{l_p, H_1(q)}^P = a_{l_p, q}^P \quad \text{per simboli dispari del preamble } (l_p \bmod 2 = 1) \text{ per } q = 0, 1, \dots, N_{L1} - 1$$

con $N_{L1} = 2840$.

$H_0(q)$ e $H_1(q)$ sono funzioni permutate della sequenza R'_i , definita di seguito.

Una parola binaria R'_i di $(N_r - 1)$ bit definita con $N_r = \log_2 M_{max}$ e M_{max} pari alla più grande potenza di 2 maggiore di N_{L1} ($M_{max} = 4096$), assume i valori:

$$\begin{aligned}
i = 0,1 & \quad R'_i[N_r - 2, N_r - 3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0 \\
i = 2 & \quad R'_i[N_r - 2, N_r - 3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 1 \\
2 < i < M_{max} & \quad \{R'_i[N_r - 3, N_r - 4, \dots, 1, 0] = R'_{i-1}[N_r - 2, N_r - 3, \dots, 2, 1] \\
& \quad \text{dove: } N_r = 12 \text{ e } R'_i[10] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[2] \}
\end{aligned}$$

In Figura 6.3 è rappresentato uno schema dell'algoritmo utilizzato per generare i vari valori di R'_i .

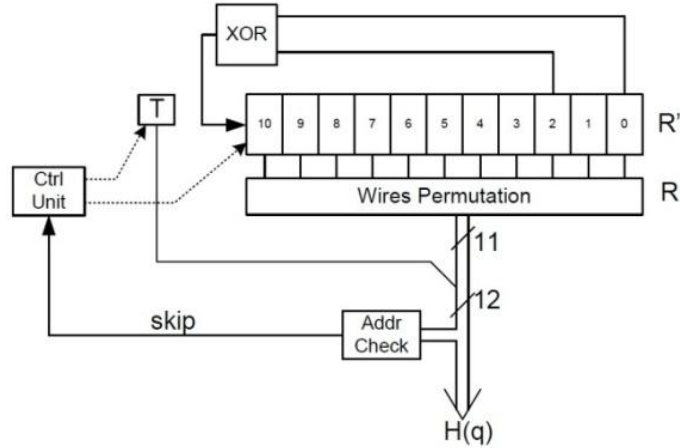


Figura 6.3

Ogni permutazione della funzione $H(q)$ è definita dal seguente algoritmo:

$q = 0;$

for ($i = 0; i < M_{max}; i = i + 1$) {

$$H(q) = (i \bmod 2) \cdot 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j) \cdot 2^j;$$

if ($H(q) < N_{L1}$) $q = q + 1$ }

Dove il vettore R_i deriva dal vettore R'_i , come da Tabella 3.1.

R'_i bit positions	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_j bit positions (H_0)	7	10	5	8	1	2	4	9	0	3	6
R_j bit positions (H_1)	6	2	7	10	8	0	3	4	1	9	5

Tabella 6.1

6.3 Preamble Header Decoding

Il Preamble Header è costituito da una lunghezza fissa, 32 celle OFDM situate davanti al blocco L1 TI di ciascun simbolo del Preamble, come mostrato in Figura 6.4, utilizzate per descrivere i parametri di lunghezza e interleaving nel tempo dei blocchi L1.

Vengono utilizzati 16 bit di informazione codificati con un algoritmo Reed-Muller(32,16) e successivamente codificati QPSK.

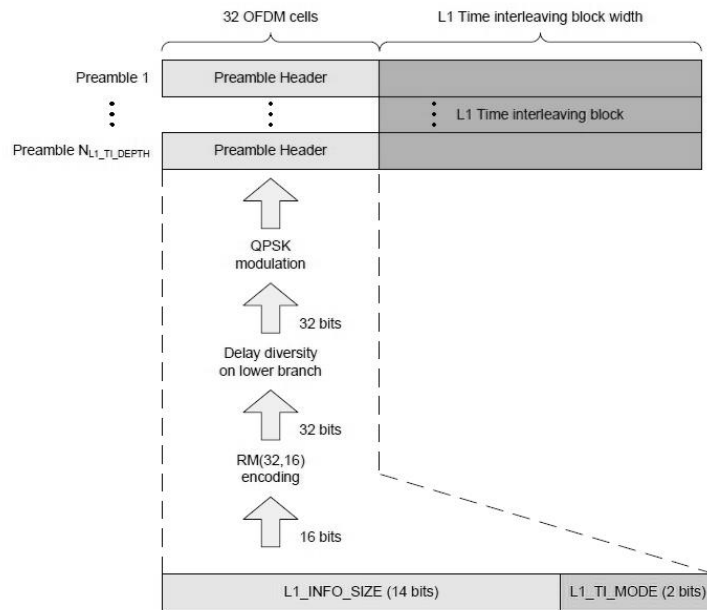


Figura 6.4

L1_INFO_SIZE: è un campo di 14 bit che indica metà della dimensione del blocco L1 parte2, compreso anche il blocco di padding se presente, come in Figura 6.5.

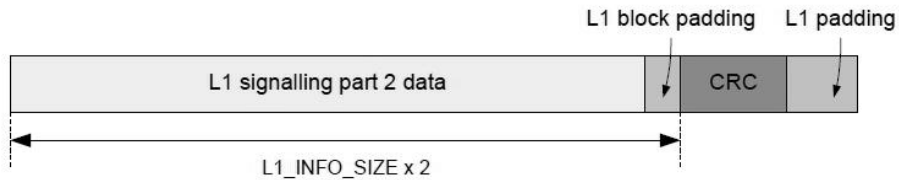


Figura 6.5

L1_TI_MODE: è un campo di 2 bit che indica la modalità di interleaving nel tempo utilizzata per il blocco L1 parte2 del corrente Frame C2. Le varie modalità di interleaving nel tempo sono definite nella seguente Tabella 3.2.

Value	Mode
00	No time interleaving
01	Best Fit
10	4 OFDM Symbols
11	8 OFDM Symbols

Tabella 6.2

Tutti gli Header delle L1 parte2 di ciascun Frame C2 sono uguali.

Una volta individuati i parametri di lunghezza e di interleaving è possibile effettuare la decodifica della segnalazione L1 parte2.

Conclusioni

Abbiamo notato come l'utilizzo della modulazione OFDM abbia portato grandi benefici alla struttura di trasmissione di dati su cavo, offrendo la possibilità di aumentare il bit rate trasmissibile e aumentando l'affidabilità dei dati ricevuti grazie alle tecniche di interleaving e ai codici LDPC applicabili. Da notare però che tutto ciò porta ad un forte aumento della complessità della codifica dei dati ricevuti, a partire sicuramente dalla sincronizzazione dato che i vari servizi che occupano un canale possono cambiare la loro larghezza di banda o trovarsi ad una diversa frequenza di centro banda per differenti frame. Questo piccolo costo però può essere affrontato dagli operatori di rete per continuare ad essere competitivi tra di loro nella presentazione di nuovi e migliori servizi offerti alla clientela.

Ringraziamenti

Non posso iniziare se non dicendo grazie ai miei genitori che mi hanno sostenuto moralmente ed economicamente in questo mio percorso. A mio fratello che mi ha sempre spinto anche se a modo suo a fare qualcosa nella mia vita.

Un grazie meritato v'è sicuramente agli scout, ai capi che si sono succeduti nel mio percorso, i quali hanno stimolato in me la voglia di conoscere il perché delle cose, alle mie staff, con le quali sono cresciuto come capo e come persona, infine, ultimi ma non per importanza tutti i ragazzi che mi hanno avuto come capo.

Per non fare torto a nessuno, gli amici li ringrazio tutti senza nominarli. Ringrazio gli amici di sempre, che mi sopportano da una vita, quelli che si sono persi per un'altra strada, forse un giorno ci rincontreremo, e gli amici trovati, con i quali ho condiviso grandi bevute e grosse risate. Un grande ringraziamento spetta agli amici di Londra e uno ancora più grande a quelli che in Spagna mi hanno sopportato per "10 giorni".

Desidero infine ringraziare il prof. Stefano Tomasin, relatore di questa tesi, per la grande disponibilità e cortesia dimostratemi, e per tutto l'aiuto fornito durante la stesura.

Riferimenti Bibliografici

- [1] ETSI EN 302 769 (11/10): "Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital transmission system for cable systems (DVB-C2)"
- [2] ETSI TS 102 991 (11/10): "Implementation Guidelines for a second generation digital cable transmission system (DVB-C2)"
- [3] J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 45, No. 7, Jul. 1997, pp. 1800 -1805.
- [4] D. Tse, P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communication", Cambridge University Press , 2005 pp. 95-102.
- [5] J.Robert and L. Styadelmeier, "Application of OFDM in the Second Generation DVB Digital Cable Standard (DVB-C2)", The 13th IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE2009)
- [6] P. Hasse, D. Jaeger and J. Robert, "DVB-C2 - A Standard for Improved Robustness in Cable Networks", 2010 IEEE 14th IEEE International Symposium on Consumer Electronics
- [7] J.Robert, C. Schaaf and L. Styadelmeier, "DVB-C2 The standard for Next Generation Digital Cable Transmission", 13-15 May 2009 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia System and Broadcasting
- [8] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim and Won Young Yang, " MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB", John Wiley & Sons, novembre 2010
- [9] DVB Project Office, "2nd Generation Cable", DVB Fact Sheet, May 2011