



Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

tesi di laurea

Mapping nel sistema DVB-T2: implementazione su FPGA del modulatore QPSK e M-QAM

Relatore: Lorenzo Vangelista

Laureando: Marco Barchitta

8 marzo 2010



Ai miei genitori

Sommario

Nel giugno del 2008 è nato il protocollo DVB-T2, nuovo standard di riferimento a livello europeo per la diffusione del digitale terrestre, in grado di assicurare prestazioni molto migliori rispetto al sistema in uso al giorno d'oggi.

Diversi paesi hanno dimostrato, negli ultimi anni, un forte interesse nello sviluppo di nuovi standard per la piattaforma del digitale terrestre, in linea con l'affermazione delle moderne tecnologie in grado di supportarlo. In particolare, ci si riferisce alle grandi opportunità che derivano dalla diminuzione dei costi dei microcircuiti, indispensabili per la realizzazione di sistemi particolarmente complessi.

L'obiettivo di questa tesi è di realizzare la parte di *mapping* relativa al modulatore del sistema di trasmissione, sia a livello teorico in ambito *Matlab/Simulink*, sia a livello pratico con l'implementazione su FPGA. Il presente lavoro è il naturale proseguimento di quello svolto dalla dott.ssa Sara Luceri [10], la quale si è occupata della parte di codifica di canale del sistema di trasmissione.

Tutto il codice per le simulazioni e l'implementazione su FPGA fa riferimento a quello della tesi di Sara, che colgo l'occasione per ringraziare del tempo che mi ha dedicato e della pazienza con cui mi ha aiutato.

Indice

Sommario	III
1 Introduzione	3
2 Lo standard DVB-T2	5
2.1 Modello architetturale	5
2.2 Caratteristiche principali	7
2.3 Requisiti commerciali	8
2.4 Distribuzione delle trame ai trasmettitori	10
2.5 Flusso dati in ingresso	10
2.6 Framing di Banda Base e protezione dell'informazione	11
2.7 Tecniche di Modulazione	12
2.7.1 Modulazione OFDM	12
2.7.2 Numero portanti	13
2.7.3 Dimensione degli intervalli di guardia	14
2.7.4 Costellazioni	14
2.7.5 Costellazioni ruotate	15
2.7.6 Larghezza di banda estesa	16
2.8 Organizzazione strutturale	16
2.8.1 Physical Layer Pipes	16
2.8.2 Struttura delle trame	18
2.9 Stadi di Interleaving	20
2.10 Trasmissione in diversità	21
2.11 Riduzione del rapporto picco del segnale e potenza media	21
2.12 Trame per estensioni future	22
2.13 Simulazione delle prestazioni e confronti con il DVB-T	22
3 La modulazione OFDM	25
3.1 Introduzione	25
3.2 Modulazione Multiportante	26
3.3 Implementazione della modulazione OFDM	28
3.3.1 Blocchi di trasmissione con intervalli di guardia	28
3.3.2 Convoluzione circolare e DFT	29

3.3.3	Il prefisso ciclico	30
3.4	Sincronizzazione in tempo e frequenza	31
3.4.1	Sincronizzazione temporale	31
3.4.2	Sincronizzazione in frequenza	32
3.5	Il rapporto potenza di picco/potenza media	34
3.5.1	Cancellazione del picco	35
3.5.2	Signal Mapping	36
3.6	Vantaggi complessità di calcolo sistema OFDM	37
4	Strumenti utilizzati per l'implementazione	39
4.1	Introduzione	39
4.2	System Generator	39
4.2.1	Xilinx Blockset	40
4.2.2	Flusso di progettazione	40
4.3	FPGA: utilizzo e potenzialità	42
4.3.1	Introduzione	42
4.3.2	Programmazione	43
4.3.3	Applicazioni e sviluppi futuri	45
4.3.4	Parallelismo e flessibilità	46
4.3.5	Costi e consumi energetici	46
4.4	La scheda Virtex-II Pro	47
5	La modulazione M-QAM, QPSK e relativa implementazione	49
5.1	Introduzione	49
5.2	La modulazione QPSK	50
5.3	La modulazione M-QAM	52
5.4	Implementazione	54
5.4.1	Introduzione	54
5.4.2	Il blocco Mapping_ Normal	55
5.4.3	Il blocco Mapping_ Rotation	58
6	Conclusioni	67
	Bibliografia	68
	Elenco delle tabelle	71
	Elenco delle figure	72

Capitolo 1

Introduzione

Il DVB (*Digital Video Broadcasting*) è un consorzio costituito da oltre 250 membri tra aziende, operatori nel settore delle telecomunicazioni, sviluppatori di software, enti normativi e altri, provenienti da più di 35 paesi, che opera nel processo di standardizzazione di protocolli *ad hoc* nel campo della televisione digitale.

Le attività principali di questa associazione sono dettate dai più importanti enti normativi europei in materia di apparati elettronici EBU/CENELEC/ETSI, i quali hanno poi il compito di approvare, ed eventualmente rendere vincolanti, le specifiche adottate sotto forma di direttiva europea CENELEC (sigla *EN*) o, come nella maggioranza dei casi, ETSI (sigla *ES*).

Esistono tre standard per la diffusione radiotelevisiva digitale:

- *DVB-S* per la trasmissione via satellite;
- *DVB-C* per la trasmissione via cavo;
- *DVB-T* per il digitale terrestre.

I primi due si svilupparono all'inizio degli anni '90, mentre per il digitale terrestre si dovette aspettare qualche anno in quanto il sistema risultava più complesso per i problemi dovuti alle riflessioni dei cammini multipli. Grazie all'incremento di velocità della tecnologia CMOS, si poté implementare l'equalizzazione adattiva che ha il compito di cancellare, nei limiti del possibile, le riflessioni del segnale seguendo le sue variazioni nel tempo, da ciò il termine "adattiva".

Tuttavia nelle trasmissioni punto-multipunto la questione risulta ancora più complessa, a maggior ragione se si ha a che fare con il canale terrestre, che essendo molto dispersivo, accentua il ritardo degli echi del segnale utile, rendendo l'equalizzazione adattiva pressoché irrealizzabile. La chiave di volta fu l'impiego della modulazione OFDM, la quale sostituisce una larga banda su singola portante con tante piccole sotto-bande su innumerevoli portanti. L'elevata durata del simbolo fa sì che ciascuna portante occupi una banda molto piccola, nella quale

la risposta in frequenza del canale risulta praticamente piatta. In questo modo si elimina la necessità di equalizzare il canale in ricezione, poiché la funzione di trasferimento del canale risulterà virtualmente non selettiva in ciascuna delle sotto-bande.

Il nuovo protocollo per la diffusione del digitale terrestre si basa quindi su quello nato in quegli anni, infatti si parla di sistema di “seconda generazione”, in sigla DVB-T2. Le principali novità riguardano l’introduzione di algoritmi di correzione d’errore molto avanzati, in grado di rendere possibile l’impiego di modulazioni di ordine più elevato e quindi di incrementare la totale capacità trasmissiva di circa il 20-30%. Inoltre è possibile assegnare caratteristiche di protezione ed efficienza spettrale differenti a ciascun servizio trasportato (come illustrato in figura 1.1), in modo da diversificare l’impiego delle risorse a seconda delle esigenze e poterle sfruttare al meglio.

In generale, grazie a queste e ad altre innovazioni, esistono due principali vantaggi rispetto ai sistemi di prima generazione:

- *aumento dell’efficienza spettrale;*
- *aumento dell’efficienza energetica.*

Il primo, a parità di banda, implica più canali TV oppure canali TV a più alta qualità, il secondo è spendibile verso una maggiore copertura territoriale o, a parità di copertura, verso una diminuzione della potenza necessaria.

Nei primi capitoli verranno spiegate nel dettaglio le principali caratteristiche del nuovo protocollo, successivamente ci si soffermerà sugli strumenti utilizzati per realizzare questa tesi, poi sul lavoro vero e proprio e, infine, sugli obiettivi raggiunti.

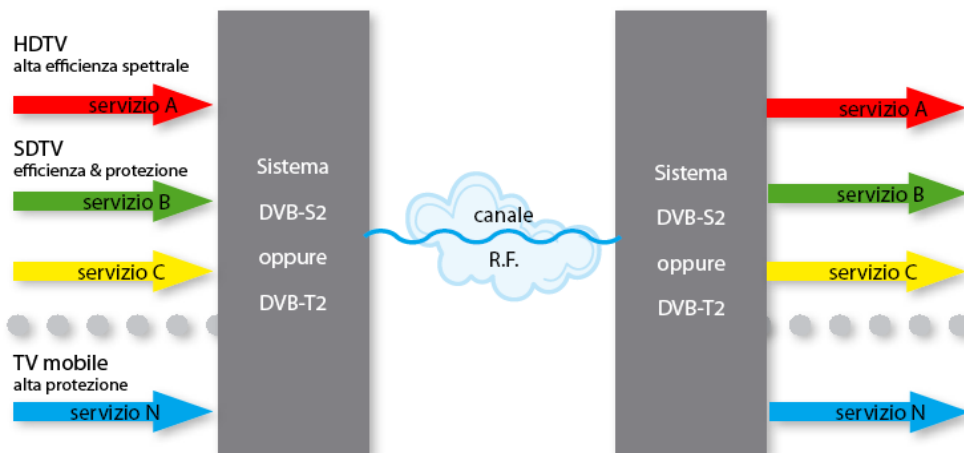


Figura 1.1: Caratteristiche di robustezza in funzione del servizio

Capitolo 2

Lo standard DVB-T2

2.1 Modello architetturale

In figura 2.1 è rappresentato il diagramma a blocchi dell'intero sistema, in cui si distinguono 3 sottosistemi dal lato trasmettitore e 2 sottosistemi dal lato ricevitore.

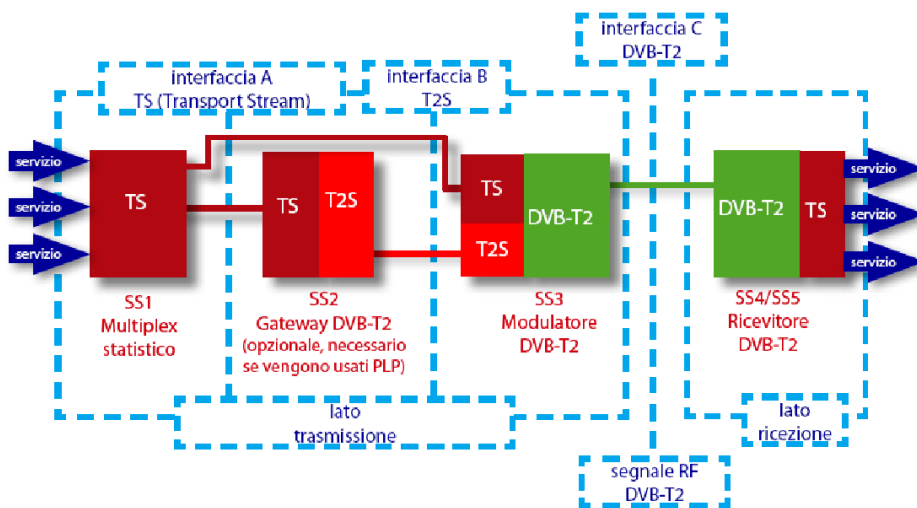


Figura 2.1: Schema funzionale sistema DVB-T2

Il lato *trasmettitore* comprende i seguenti sottosistemi:

- **SS1: Coding e Multiplexing.** Questo blocco comprende la generazione di TS¹ MPEG-2 e/o di GSE². Per i servizi televisivi il sottosistema include

¹ *Transport Stream*, è il flusso dati MPEG-2

² *Generic Stream Encapsulation*, flusso generico non codificato MPEG

la codifica audio/video più la segnalazione associata PSI/SI³ o altra segnalazione di livello 2. Tipicamente la codifica video (e possibilmente anche quella audio) è implementata con un bitrate variabile ma, attraverso un segnale di controllo, si assicura un bitrate totale che è costante in uscita per tutti i flussi di dati presi insieme (escludendo i pacchetti NULL). Il sottosistema SS1 si interfaccia con quello SS2 attraverso l'interfaccia A (tipicamente uno o più flussi MPEG-2 su ASI⁴).

- **SS2: T2-Gateway.** Questo è un blocco opzionale, infatti viene utilizzato solo quando è previsto l'impiego di più PLP⁵ distinti, in caso contrario il blocco SS3 è connesso direttamente all'SS1. La sua funzione è quella di costruire la struttura di trama, producendo all'interfaccia d'uscita (interfaccia B) un flusso T2S contenente tutte le informazioni relative a parametri di FEC, tipo di costellazione, interleaving temporale ecc. Comprende anche funzionalità di "Mode adaption" e "Stream adaption".
- **SS3: Modulatore DVB-T2.** Il sottosistema può essere connesso a monte secondo due modalità:
 1. ad SS1 attraverso l'interfaccia A;
 2. ad SS2 attraverso l'interfaccia B.

Nel primo caso, il modulatore incorpora tutte le funzioni descritte nel livello fisico del DVB-T2, nel secondo, alcune funzionalità sono spostate nell'SS2, quindi a questo blocco compete solamente la creazione del segnale RF con la struttura di trama già determinata in SS2 (uso del flusso T2S). Il sistema si interfaccia con SS4 attraverso l'interfaccia C (il segnale DVB-T2 a RF).

Il lato ricezione comprende i seguenti sottosistemi:

- **SS4: Demodulatore DVB-T2.** Il Demodulatore riceve un segnale a radiofrequenza (o più nel caso SFN) e produce in uscita un solo TS. Il sottosistema si interfaccia con il blocco SS5 attraverso l'interfaccia D e il flusso che passa attraverso di essa è uguale a quello che passa attraverso l'interfaccia B, quando SS2 non viene usato.
- **SS5: Stream Decoder.** Questo blocco riceve in ingresso il transport stream (TS) e produce in uscita l'informazione audio e video decodificata. Rispetto al precedente standard non cambia praticamente nulla, a parte alcuni nuovi elementi nella segnalazione L2 previsti solo per il DVB-T2.

³Program Service Information/Service Information

⁴Asynchronous Serial Interface

⁵Physical Layer Pipe

2.2 Caratteristiche principali

Vediamo ora le principali caratteristiche del nuovo standard che hanno permesso il superamento dell'attuale protocollo e l'avvio di una nuova fase, almeno per quanto concerne lo sviluppo e la diffusione dell'alta definizione (HD).

- * Tecnica di modulazione OFDM con intervallo di guardia che garantisce un sistema di trasmissione affidabile su canali terrestri.
- * Incremento delle dimensioni di FFT per migliorare le prestazioni in configurazione di rete singola, incremento dei possibili valori degli intervalli di guardia in modo da offrire maggiore flessibilità di scelta nella configurazione del sistema e garantire una più alta efficienza trasmissiva. Inoltre si riduce la durata relativa dell'intervallo di guardia, permettendo una maggiore capacità trasmissiva e una superiore immunità nei confronti del rumore impulsivo.
- * Stesse costellazioni del DVB-T con l'aggiunta della 256-QAM e della tecnica delle costellazioni ruotate, che permette una maggiore affidabilità della trasmissione delle informazioni e questo è molto importante visto che si ha a che fare con canali terrestri, notoriamente affetti da una elevata criticità.
- * Possibilità di garantire differenti gradi di protezione a seconda del tipo di servizio offerto, di trasportarli in un unico canale fisico, ma in diversi canali logici denominati PLP. Ciascun PLP adotta FEC ed interleaving indipendenti a seconda del tipo di servizio trasportato, permettendo di assumere differenti misure di protezione per ciascuno di essi. In questo modo è possibile ottenere un cospicuo risparmio energetico in quanto, adottando la tecnica del "*Time slicing*", si assicura l'attivazione del ricevitore solo negli intervalli temporali in cui è presente il servizio d'interesse.
- * Quattro livelli di interlacciamento dell'informazione (Bit, Cella, Tempo e Frequenza) per ovviare al problema della degradazione del segnale, molto presente nel canale terrestre.
- * Struttura di trama molto flessibile, in cui i dati possono essere dispersi sull'intera trama per favorire l'immunità da eventuali errori, oppure concentrati in *burst* per consentire il massimo risparmio energetico.
- * Possibilità di trasmissione con antenne multiple, che consente di migliorare la ricezione di segnali di pari livello provenienti da due trasmettitori.
- * Segnalazione a basso livello di potenza per l'identificazione del trasmettitore.

2.3 Requisiti commerciali

Nella tabella che segue (tabella 2.1) viene riportato l'elenco completo dei requisiti di tipo commerciale, il cui soddisfacimento ha costituito l'obiettivo alla base dei lavori del gruppo tecnico che ha prodotto lo standard DVB-T2. I numeri nella colonna di sinistra si riferiscono alla numerazione originale delle fonti [6].

Requisiti	Caratteristiche richieste alle specifiche DVB-T2
Tipi di ricezione (1)	★ Ricezione fissa, con possibilità di configurazione per reti con ricezione portatile e mobile.
Vincoli frequenziali (2)	★ Trasmissione entro i livelli d'interferenza e le maschere spettrali definiti in "GE06 Agreement, Geneva 2006" e senza superare quelle del DVB-T.
Capacità trasmissiva (3,4,13)	<ul style="list-style-type: none"> ★ Massimo incremento della capacità trasmissiva netta rispetto al DVB-T in simili condizioni (almeno del 30% per ogni canale) con migliori caratteristiche di robustezza. ★ Incremento della capacità trasmissiva netta rispetto al DVB-T usando gli stessi siti trasmettenti, le stesse antenne di broadcasting e le attuali strutture domestiche (antenne e cavi).
Trattamento dei flussi (5,18,19,20)	<ul style="list-style-type: none"> ★ Trasporto dell'MPEG-2 TS e del GSE definito dal DVB; ★ Trasporto simultaneo di più flussi in un singolo canale; ★ Possibilità di una efficiente moltiplicazione statistica dei flussi d'ingresso; ★ Conseguenti modifiche alle SI (Service Information) del Transport Stream da recepire nelle specifiche DVB SI.

<p>Robustezza (6,7,8,9,10)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ★ Maggiore robustezza nei confronti di interferenze provenienti da altri trasmettitori, incrementando così la possibilità di riuso delle frequenze; ★ Differenti livelli di protezione da applicare uniformemente a tutti i dati del Transport Stream in un singolo canale; ★ Possibile applicazione di differenti livelli di protezione a ciascun servizio all'interno del TS che viaggia in un particolare canale. Quando viene trasportato più di un TS, si devono poter scegliere differenti livelli di protezione da applicare separatamente per ciascun TS. ★ Qualità del servizio in grado di assicurare, all'interno dell'intero canale, non più di un grave disturbo (audio o video) per ora per ciascun servizio HDTV e SDTV. ★ Prestazioni nei confronti del rumore impulsivo sostanzialmente migliori di quelle del DVB-T.
<p>Velocità di adattamento (11,12)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ★ Rivelazione automatica, entro 0.5 secondi, delle variazioni del tipo di modulazione. Sebbene il ricevitore non sia in grado di garantire le stesse performance. ★ Non più di 0.3 secondi di ritardo addizionale, per il cambiamento di canale (zapping) e la selezione del servizio, rispetto al DVB-T.
<p>Riutilizzo infrastruttura DVB-T (21)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ★ Riutilizzo dei siti e dei tralicci di trasmissione, di antenne e cavi delle installazioni domestiche usate per il DVB-T.
<p>Costi (14,17)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ★ Riduzione, a parità di potenza, del costo dei trasmettitori sia in termini di investimenti che di gestione. ★ Economicità nella realizzazione della copertura di aree locali, regionali e nazionali nel contesto delle normative sull'allocazione dello spettro radio. Per esempio ottimizzando i costi delle infrastrutture e l'uso dello spettro adottando tecniche SFN e/o MFN.
<p>SFN (15,16)</p>	<ul style="list-style-type: none"> ★ Realizzazione di reti SFN su più ampia scala rispetto al DVB-T. In una rete SFN la massima distanza fra trasmettitori adiacenti deve essere incrementata di almeno il 30% rispetto a quella offerta dal DVB-T in modalità 8K ed il medesimo livello di mutua interferenza. ★ Sviluppo di "gap filler" economici e conformi alle normative, allo scopo di agevolare la copertura indoor per servizi fissi, mobili e portatili.

Tabella 2.1: Requisiti DVB-T2

2.4 Distribuzione delle trame ai trasmettitori

Come si è visto, il modulo SS2 “Gateway DVB-T2” genera il flusso TS2 ricevendo in ingresso il classico TS MPEG-2. Un vantaggio nell’uso delle trame T2S è quello di poterle distribuire (tramite IP e/o satellite) a vari trasmettitori, ciascuno dei quali è messo in grado di generare, sulla base delle istruzioni contenute nel TS2, un flusso di trame di livello fisico DVB-T2 identico a quello generato dagli altri e di trasmetterlo in maniera sincrona in una SFN.

L’uso del T2S consente l’inserzione di servizi a diffusione locale in un flusso distribuito a livello nazionale. L’inserzione avviene sostituendo delle trame fittizie, predisposte precedentemente in banda base, con le trame che veicolano i contenuti locali. Ovviamente questa possibilità si riferisce esclusivamente alla contribuzione in reti MFN,⁶ in quanto nel caso SFN⁷ non è possibile modificare il segnale digitale diffuso dai diversi siti.

Nella figura 2.2 viene illustrato il blocco funzionale del sottosistema SS3 che rappresenta il “Modulatore DVB-T2”.

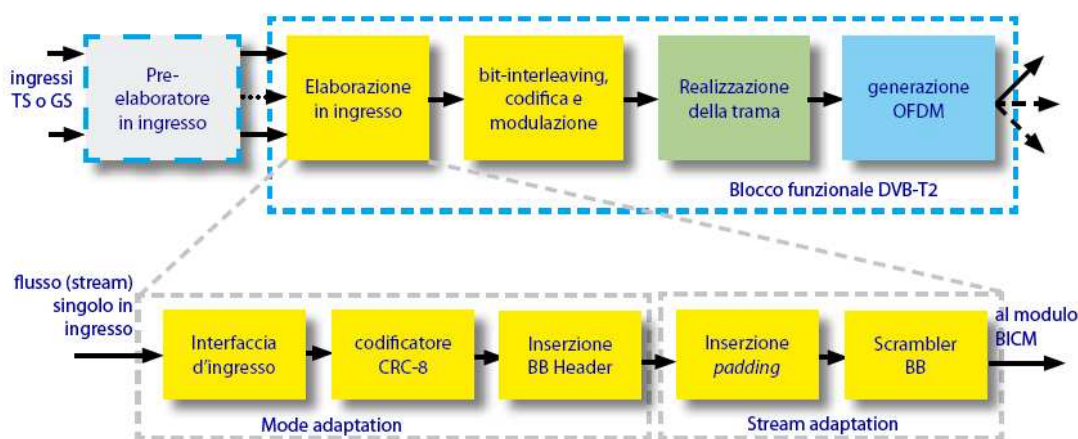


Figura 2.2: Schema a blocchi sottosistema SS3: Modulatore DVB-T2

2.5 Flusso dati in ingresso

Il sistema è progettato per adattarsi a qualunque formato dei flussi di dati in ingresso, primi fra tutti i tradizionali flussi MPEG TS, singoli o multipli, ma anche IP e ATM⁸, attraverso flussi generici GSE singoli o multipli, a pacchetti

⁶Multiple Frequency Network

⁷Single Frequency Network

⁸Asynchronous Transfer Mode

o continui. Questo fa sì che l'eventuale futura definizione di altri formati possa essere recepita senza modifiche al sistema. Inoltre, l'architettura del DVB-T2 non pone nessun vincolo alla possibilità che ciascun PLP trasporti un flusso di tipo TS o GSE.

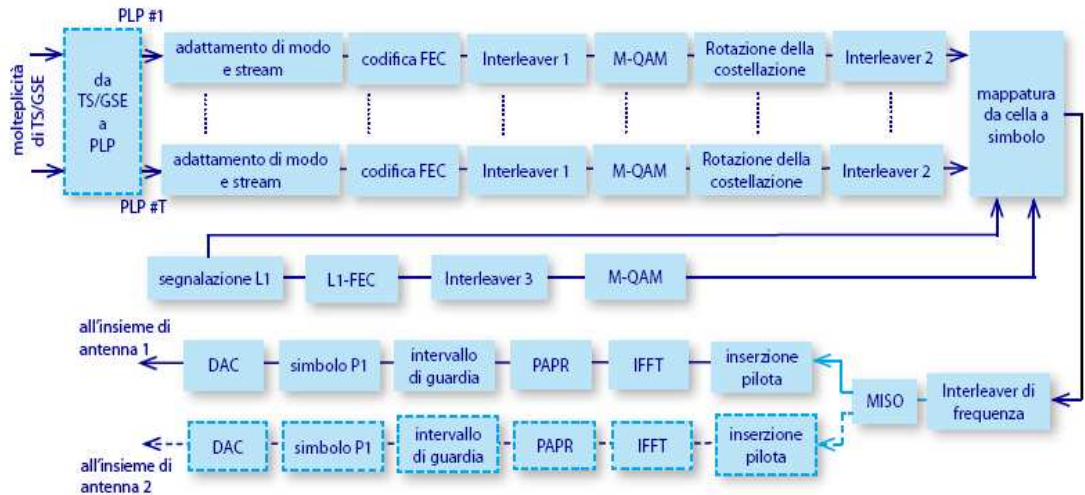


Figura 2.3: Schema a blocchi trasmettitore DVB-T2

Per trasportare differenti servizi con differenti gradi di protezione in un unico canale fisico, il trasmettitore DVB-T2 elabora PLP multipli in modo tale che il ricevitore possa decodificare i singoli PLP di interesse ed eventualmente il *common PLP*, un PLP speciale che il ricevitore può sempre decodificare, Annex D di [3], per trasportare una sola volta i pacchetti comuni ai vari TS.

Il blocco “da TS/GSE a PLP” in figura 2.3 assicura il ricongiungimento/separazione dei pacchetti e permette la sincronizzazione tra il contenuto dei PLP dei servizi ed il *common PLP*. Tale meccanismo pur mantenendo una completa trasparenza *end-to-end* del sistema, ne migliora significativamente l'efficienza.

2.6 Framing di Banda Base e protezione dell'informazione

Lo standard DVB-T2 ha previsto meccanismi molto efficienti sia per l'elaborazione dei dati in ingresso, sia per le tecniche di correzione d'errore (FEC).

In particolare, si tratta rispettivamente di:

- ▷ Impacchettamento dei flussi in ingresso in trame di banda base (BBFRAME). Con questa tecnica i dati vengono allineati per formare delle trame eventualmente arricchite con bit di riempimento. Successivamente subiscono

un'operazione di *scrambling* che distribuisce uniformemente i simboli binari nel BBFRAME, evitando la presenza di sequenze critiche per la successiva codifica FEC. Si ricorda che una trama T2 contiene un numero intero di trame in banda base più la relativa segnalazione (tipo di costellazione, parametri di FEC e profondità dell'interleaving temporale).

- ▷ Concatenazione tra codici LDPC e BCH [10], tecnica che fornisce prestazioni eccellenti non solo su canali satellitari ma anche in ambiente terrestre. La trama denominata *FEC frame*, strutturata come riportato in figura 2.4, è l'unità dati fondamentale. La sua lunghezza è fissa ed è generalmente pari a 64800 bit, tuttavia è prevista una lunghezza di 16200 bit per applicazioni a basso bitrate con latenza ridotta.

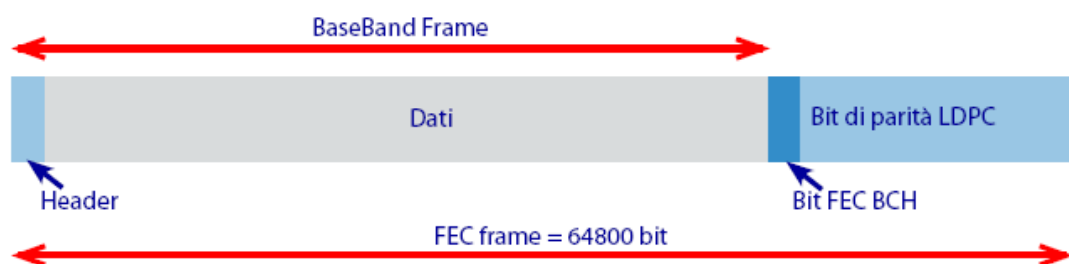


Figura 2.4: Trama di banda base e codifica FEC

I rapporti di codifica FEC del codice LDPC ammessi sono un sottoinsieme di quelli del DVB-S2: $1/2$, $3/5$, $2/3$, $3/4$, $4/5$, $5/6$, per la protezione PLP, $1/4$ con frame ridotto per la protezione dei simboli P2⁹. Si osserva che i valori del tasso di codifica riportati sono nominali, infatti, in caso di impiego di codici corti, i valori effettivi possono essere leggermente più bassi.

Per evitare possibili errori residui, dopo la codifica LDPC, le parole di codice sono ulteriormente protette da un FEC di tipo BCH, di dimensione ridotta, applicato a monte della codifica LDPC. Al fine di ottimizzare la corrispondenza fra i bit della parola di codice e i bit del punto della costellazione, è stato inserito un interleaving di bit tra il FEC e il *mapper*.

2.7 Tecniche di Modulazione

2.7.1 Modulazione OFDM

La tecnica definita nel nuovo standard riprende quella utilizzata nel DVB-T, ovvero la modulazione OFDM. Ogni simbolo trasporta dati su un numero elevato di portanti distinte e l'intervallo di guardia (ripetizione ciclica della porzione utile

⁹trasportano dati che descrivono la struttura della trama

di simbolo) elimina il problema dell'interferenza intersimbolica, presente in modo particolare nel canale terrestre.

Per il soddisfacimento dei requisiti di carattere commerciale, i parametri che definiscono la modulazione OFDM sono stati opportunamente estesi. Tale approccio ha consentito una riduzione significativa dell'*overhead* rispetto al DVB-T e ciò, insieme all'incremento di efficienza della nuova tecnica FEC, ha permesso un *aumento della capacità trasmissiva fino a circa il 45-50%* come si può evincere da figura 2.5 tratta da una serie di dati presenti in [5].

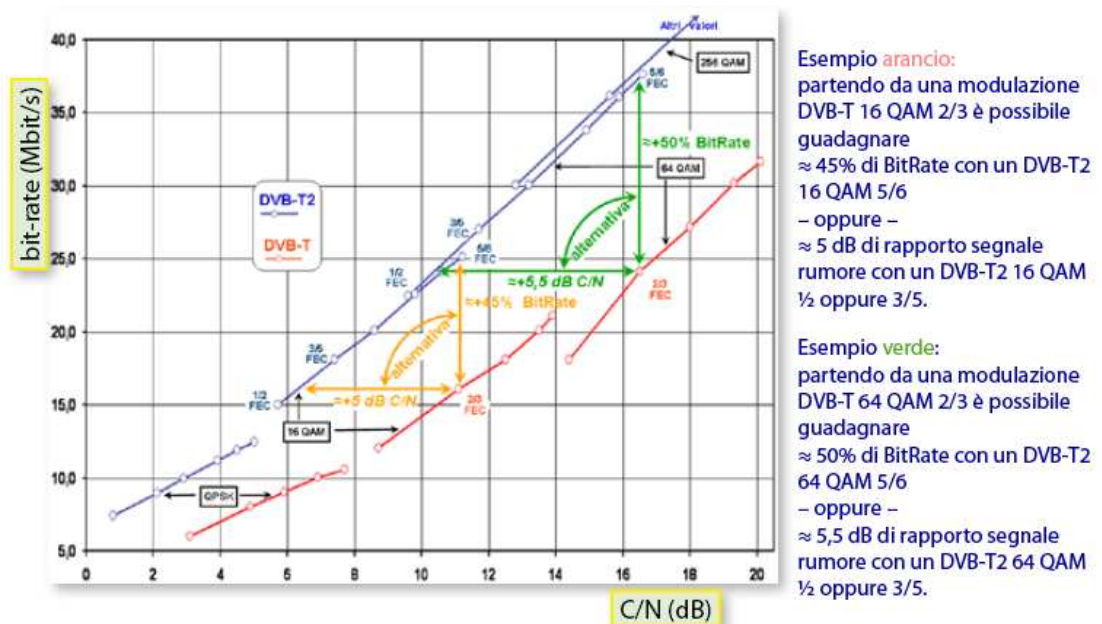


Figura 2.5: Guadagno del DVB-T2 rispetto al DVB-T in termini di efficienza spettrale e/o rapporto segnale/rumore

2.7.2 Numero portanti

Il numero delle portanti utilizzate nella modulazione (ovvero le dimensioni della FFT nel modulatore) viene incrementato grazie all'aggiunta dei valori 16K e 32K. Maggiore è il numero di portanti (a parità di larghezza di banda complessiva) minore è la spaziatura tra di esse e maggiore è la durata del periodo di simbolo. Il primo effetto rende il sistema più esposto a problematiche di tipo *intercarrier* e, di conseguenza, meno immune all'effetto Doppler (quindi una modalità che mal si adatta alla ricezione su mezzi mobili). Il secondo effetto determina invece un accrescimento della capacità trasmissiva, in quanto diminuisce la durata relati-

va dell'intervallo di guardia (fig. 2.6). Il corrispondente aumento è circa del 20%.

Ulteriori vantaggi di operare con FFT elevate sono:

- maggiore robustezza nei confronti del rumore impulsivo;
- inferiori livelli di densità di potenza fuori banda;
- opzione di interpolare in frequenza solo tra le configurazioni pilota (a causa della vicinanza delle portanti).



Figura 2.6: Rappresentazione della durata del simbolo e dell'intervallo di guardia (GI).

L'incremento del periodo di simbolo può comportare da un lato una riduzione dell'*overhead* dell'intervallo di guardia per una data distanza reciproca dei siti in SFN, dall'altro un aumento della distanza dei siti SFN per una data percentuale dell'intervallo di guardia rispetto alla lunghezza del simbolo.

2.7.3 Dimensione degli intervalli di guardia

Le possibili frazioni che definiscono gli intervalli di guardia sono state estese, con particolare attenzione verso valori più bassi per consentire una riduzione di *overhead* e una maggiore flessibilità. Possono assumere i seguenti valori: $1/128$, $1/64$, $1/32$, $1/16$, $19/256$, $1/8$, $19/128$, $1/4$.

2.7.4 Costellazioni

Per quanto riguarda le costellazioni di modulazioni utilizzabili, il nuovo standard aggiunge a quanto previsto nella specifica DVB-T (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) la tecnica 256-QAM che permette il trasferimento di 8 bit per simbolo. La maggiore efficienza della codifica FEC basata su codici LDPC consente di attuare questo tipo di *mapping* senza la necessità di operare un corrispondente aumento significativo del SNR¹⁰. Se ciò non fosse, la minore distanza euclidea tra punti adiacenti nella costellazione 256-QAM, che comporta una maggiore sensibilità al rumore, dovrebbe essere compensata da un congruo aumento del SNR.

¹⁰Signal to Noise Ratio

2.7.5 Costellazioni ruotate

Il codice LDPC permette di operare con alti tassi di codifica,¹¹ ciò favorisce una più alta efficienza spettrale, a patto che il canale non sia affetto da profonde attenuazioni selettive in frequenza.

In tal caso sarebbe necessario aumentare la ridondanza del FEC, riducendo però la capacità trasmissiva. Per ovviare a questo problema, si è scelto di adottare la tecnica delle costellazioni ruotate (fig. 2.7). La costellazione prescelta è ruotata nel piano complesso (\mathcal{I} , \mathcal{Q}) in modo tale che non ci siano più punti con una coordinata uguale, questo consente il riconoscimento del punto della costellazione grazie a un solo elemento invece che due. Grazie a un ritardo ciclico dell'ordinata \mathcal{Q} prima dell'interleaving di tempo e frequenza, è possibile far viaggiare le due coordinate su differenti celle OFDM. Se uno dei due riferimenti è compromesso, l'altro, da solo, è in grado di decodificare univocamente il simbolo trasmesso.

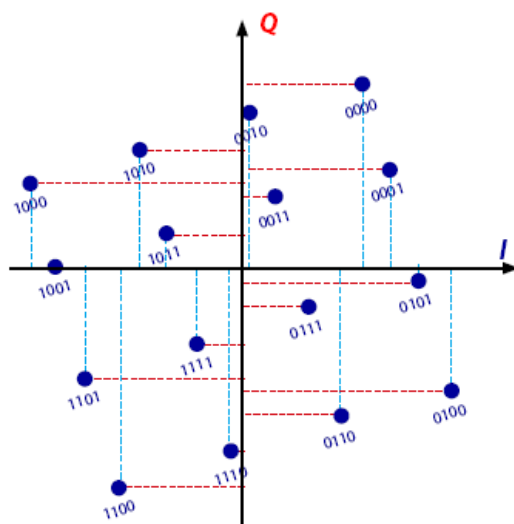


Figura 2.7: Costellazione 16-QAM ruotata

Ovviamente tale procedimento consente di utilizzare codici di correzione d'errore (FEC) con tassi di codifica più elevati e quindi capacità trasmissive maggiori.

¹¹rapporto tra i bit dedicati alla "vera informazione" (*payload*) e i bit totali (*payload* + *header*)

2.7.6 Larghezza di banda estesa

Si tratta di una modalità opzionale per permettere un uso ottimale della banda del canale di trasmissione nel caso di impiego di FFT di ordine più elevato (16K e 32K). In questi casi, lo spettro del segnale ai bordi della banda occupata decade molto più rapidamente rispetto ai casi con FFT di ordine più basso, come si vede da figura 2.8. Di conseguenza, pur mantenendo la stessa spaziatura tra le portanti, è possibile aggiungere un certo numero di portanti addizionali ad entrambe le estremità dello spettro, ottenendo così un guadagno in efficienza di circa il 2%.

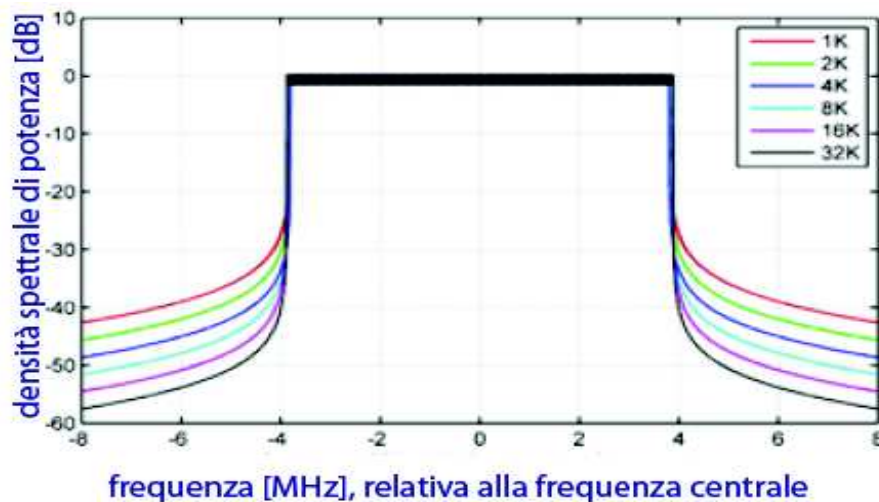


Figura 2.8: Modalità con estensione di banda

2.8 Organizzazione strutturale

2.8.1 Physical Layer Pipes

Lo strato fisico dello standard DVB-T2 permette una codifica personalizzata (in termini di Modulazione/FEC/ Interleaving) per ciascun servizio o gruppo di servizi. Ciò avviene attraverso l'uso di un certo numero (max 256) di PLP, cioè flussi di livello fisico distinti e trasparenti ai dati d'ingresso, ciascuno con specifici parametri di FEC e modulazione.

Ciascun PLP è costituito da "slice" che si ripetono ciclicamente in una struttura di trame tempo-frequenza come riportato in figura 2.9. I parametri di FEC e modulazione tipici di un PLP possono essere convenientemente determinati sulla base dei requisiti di banda, ma soprattutto, sui vincoli legati alla robustezza nei confronti degli errori trasmissivi del servizio trasportato. Questi a loro volta

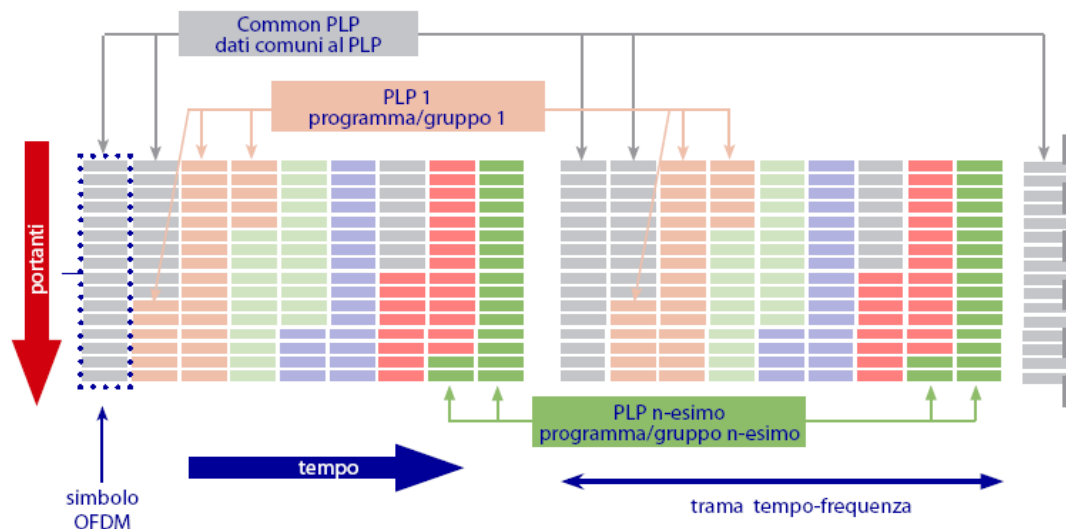


Figura 2.9: Struttura tempo-frequenza dei PLP

dipendono dalla tipologia del terminale ricevente e dall'ambiente operativo dello stesso (fisso, trasportabile, mobile). Alle slice temporali poi, può essere applicata un'ulteriore operazione di interleaving (generando una struttura di sub-slice più complessa di quella illustrata in figura 2.9) al fine di rendere la trasmissione più robusta nei confronti del rumore impulsivo.

La struttura di trasmissione che prevede una molteplicità di PLP, consente anche una gestione efficiente della potenza del ricevitore, in quanto il decoder necessita di essere attivo solamente durante la trasmissione dei simboli che convogliano l'informazione richiesta. Inoltre, i dati comuni a tutti i PLP sono trasportati in un cosiddetto "common PLP", che è situato all'inizio di ciascun frame. Tali dati comuni comprendono le tabelle PSI/SI che convogliano, ad esempio, le informazioni per l'EPG (Electronic Program Guide) dell'intero multiplex stesso.

Da ciò segue che per decodificare un singolo servizio, un ricevitore deve essere in grado di leggere contemporaneamente le informazioni relative ad almeno il common PLP ed il PLP che trasporta il servizio prescelto. Lo standard prevede modalità operative nelle quali il sistema è in grado di trasmettere, nello stesso tempo, sia su differenti frequenze che su differenti canali RF. In particolare è prevista la trasmissione di:

1. un unico PLP su canali RF differenti;
2. più PLP su canali RF differenti.

Ovviamente in aggiunta a ciò deve essere prevista una segnalazione addizionale,

per comunicare la modalità operativa utilizzata. A tal fine, le informazioni PSI/SI definite nel Transport Stream di MPEG-2, necessitano di essere estese per includere tre nuovi elementi informativi:

- ◇ T2PLP Information Table (T2PIT);
- ◇ T2 delivery system descriptor (T2dsd);
- ◇ T2 system identifier.

La T2PIT descrive la corrispondenza tra i servizi trasportati dal sistema DVB-T2 ai corrispondenti PLP. La principale ragione per la definizione di questa nuova tabella invece di un descrittore, è legata alla circostanza che l'informazione relativa è di tipo statico e, di conseguenza, il relativo periodo con cui deve essere ripetuta risulta ridotto.

La definizione del T2dsd segue la stessa logica del corrispondente DVB-T.

2.8.2 Struttura delle trame

La struttura del segnale DVB-T2, riportata in fig. 2.10, è costituita da super-trame suddivise in trame e queste sono ulteriormente composte da simboli OFDM. La super-trama può anche includere FEF,¹² che corrispondono ad intervalli temporali lasciati inutilizzati dal segnale DVB-T2, che consentono di introdurre in futuro servizi non attualmente definiti.

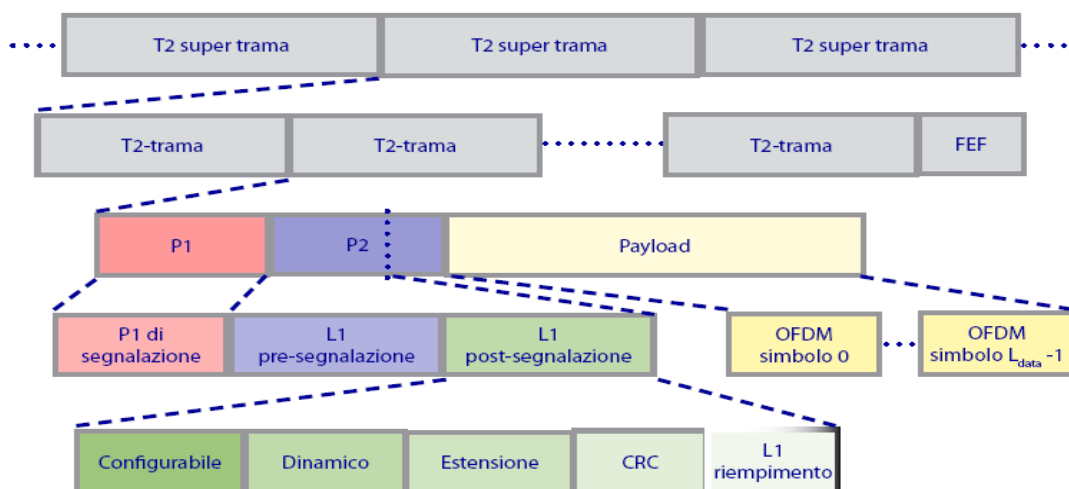


Figura 2.10: Struttura di trame e super-trame del DVB-T2

Il segnale è progettato in modo tale da facilitare la sincronizzazione dei ricevitori in tempo e frequenza. Ciascuna trama è suddivisa in **preambolo** e **payload**.

¹²Future Extension Frame

Il **preambolo** è costituito da un simbolo denominato P1 e da un certo numero di simboli P2, dipendente dalla dimensione della FFT utilizzata. Segue il **payload** vero e proprio, che consiste di simboli OFDM le cui sottoportanti possono essere modulate da simboli di dati o da simboli pilota predefiniti.

L'uso del preambolo consente di ottimizzare le operazioni di sincronizzazione e di ampliare la possibile scelta dei parametri trasmissivi, senza che ciò influenzi il tempo necessario alla sincronizzazione. Inoltre ciò non attacca la capacità trasmissiva del sistema: per una durata tipica del frame di $150 \div 200$ ms, l'overhead complessivo dovuto ai simboli P1 e P2 è inferiore all'1%.

Il simbolo P1

La segnalazione P1 è costituita da un simbolo OFDM su 1K portanti e da una particolare struttura di replicazione nel tempo, come illustrato in figura 2.11. La sezione A rappresenta l'intero segnale, mentre B e C rappresentano la traslazione in frequenza rispettivamente dei primi 542 campioni e degli ultimi 482. Questa particolare struttura è stata definita per incrementare la capacità di rivelazione del simbolo P1 anche in canali critici, per esempio dove gli echi risultano in opposizione di fase.

La funzione principale è quella di indicare la modalità di trasmissione, la configurazione SISO/MISO e la dimensione dell'FFT.

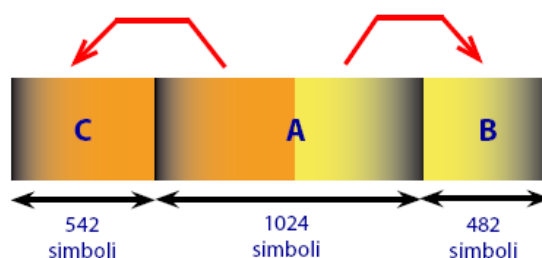


Figura 2.11: Rappresentazione simbolo P1

I simboli P2

I simboli P2 trasportano la segnalazione di livello 1 della trasmissione, L1, che, in presenza di PLP multipli, può essere quantitativamente rilevante in quanto ciascuno di essi può possedere parametri di trasmissione propri.

La segnalazione L1 è organizzata in una parte di pre-segnalazione, contenente informazioni di tipo statico, costanti per tutta la durata del super-frame ed una parte post-segnalazione, contenente informazioni di tipo dinamico. Possono poi essere aggiunte ulteriori informazioni riguardanti ad esempio dati comuni di

tipo PSI/SI relativi ai servizi trasportati nel payload. I simboli P2 contengono anche le portanti pilota e permettono di iniziare la procedura di stima del canale.

2.9 Stadi di Interleaving

Il DVB-T2 utilizza quattro stadi di interleaving: **bit, cella, tempo e frequenza**. Lo scopo dell'interleaving è quello di distribuire uniformemente i dati nel tempo ed in frequenza in modo che rumori di tipo impulsivo (disturbi del segnale OFDM per un breve periodo temporale) e *fading* selettivi in frequenza (disturbi su un piccolo intervallo di frequenza) non compromettano lunghe sequenze di dati originali contigui.

L'**interleaver di bit** mescola i bit della parola codificata, tenendo conto che sia nel codice LDPC che nelle modulazioni QAM non tutti i bit sono protetti allo stesso modo. L'**interleaver di cella** applica una permutazione pseudo-casuale alle celle all'interno di un blocco FEC, diversa per ognuno. Questa determina la rottura della regolarità della struttura dell'interleaver di tempo ed evita possibili interazioni con la struttura del codice LDPC. Inoltre permette di aumentare la separazione tra le celle che portano la stessa informazione, nel caso di uso delle costellazioni ruotate.

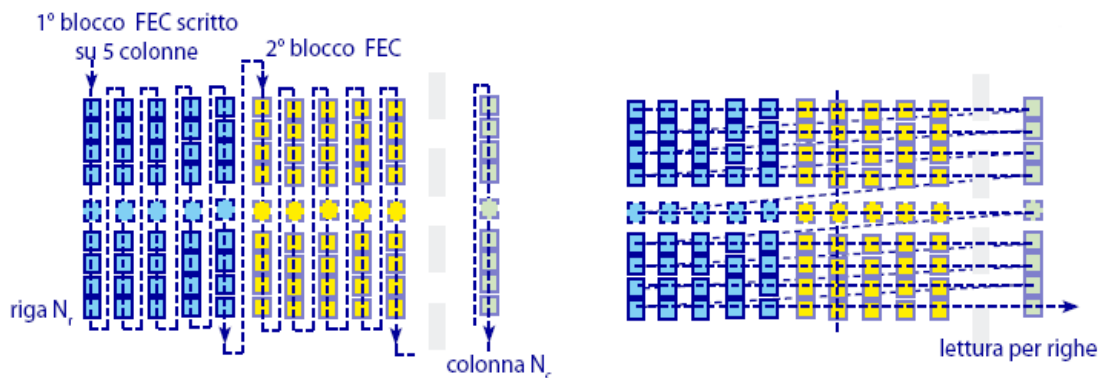


Figura 2.12: Interleaving temporale

La principale innovazione introdotta dallo standard è l'**interleaving temporale** (fig. 2.12) che ha il compito di separare le celle appartenenti ad un blocco di codifica FEC su più simboli OFDM e potenzialmente su più trame. Questo permette di proteggere il segnale da disturbi di tipo impulsivo concentrati nel tempo.

È basato su un interleaving a blocchi righe-colonne: i blocchi FEC sono organizzati in matrici $N_r \times N_c$. Nell'esempio ogni FEC è raggruppato in 5 colonne, N_c è quindi pari al numero totale di blocchi FEC moltiplicato per 5. A questo

punto, ogni volta che tutti i blocchi FEC sono scritti per colonna, vengono letti per riga. L'interleaver viene "caricato" in memoria per la durata di una trama (circa 200 ms) e si riempie più o meno a seconda del bitrate istantaneo del PLP (numero intero di blocchi FEC): ritardo costante, indipendente dal bitrate.

Infine per contrastare il fading selettivo in frequenza, anche il nuovo standard, così come il DVB-T, introduce l'**interleaving di frequenza** con struttura a blocco a livello di simbolo OFDM e regola d'interlacciamento di tipo pseudo-casuale. La regola d'interlacciamento alterna tra due permutazioni, ciò permette di aumentare la distribuzione dei PLP sulle varie portanti. Inoltre l'interleaver di frequenza mescola le celle appartenenti ai diversi PLP, trattate dagli interleaver indipendentemente, PLP per PLP.

2.10 Trasmissione in diversità

Una delle criticità del sistema SFN è rappresentata dall'esistenza all'interno del canale di profondi "notches", dovuti alla ricezione di due segnali di livello elevato provenienti da una stessa rete, ma da trasmettitori distinti. Lo standard DVB-T2 prevede la diffusione di due segnali da parte di due trasmettitori adiacenti, che trasportano gli stessi dati però codificati in maniera differente. Si tratta della realizzazione di un sistema MISO con codifica in spazio e frequenza per mezzo dell'applicazione della codifica di Alamouti[1].

Questa tecnica fornisce prestazioni equivalenti ad una ricezione in diversità, infatti in questo caso il ricevitore opera una combinazione ottima per la codifica dei due segnali ricevuti distintamente (la cosiddetta *two branch Maximal Ratio Receive Combining* - MRRC). L'uso di tale tecnica previene fenomeni di fading piatto in ricezione ed analisi preliminari predicono un incremento del 30% nell'area di copertura della rete, il tutto grazie a una minima complessità aggiuntiva riguardante l'inclusione di un ridotto numero di moltiplicatori.

2.11 Riduzione del rapporto picco del segnale e potenza media

È noto, che nei sistemi OFDM, elevati valori di *back-off*¹³ provocano una riduzione dell'efficienza degli amplificatori di potenza a radiofrequenza. Nello standard è previsto, per questo problema, l'uso combinato di due tecniche:

- ⊗ ACE (Active Constellation Extension) che prevede un'estensione nel dominio delle frequenze dei punti esterni delle costellazioni (fig. 2.13);

¹³rapporto tra potenza d'uscita di un amplificatore quando lo scarto dalla linearità è 1 dB e potenza d'uscita media

- ⊗ TR (Tone Reservation) che prevede la cancellazione dei picchi direttamente nel dominio temporale mediante un insieme di kernel di tipo impulsivo costruiti con una piccola percentuale (1%) di portanti riservate allo scopo.

Le due tecniche sono complementari, nel senso che la prima offre prestazioni migliori con modulazioni di ordine basso, mentre la seconda opera più efficacemente con costellazioni di ordine più elevato. Fortunatamente queste tecniche si possono applicare contemporaneamente, così facendo si può ottenere una **riduzione di circa il 20% del fabbisogno di potenza di picco del sistema.**

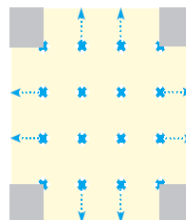


Figura 2.13: Tecnica ACE

2.12 Trame per estensioni future

Nello standard DVB-T2 è stata prevista una sintassi che renda aperta la specifica a sviluppi futuri, ad esempio per la realizzazione di sistemi MIMO, oppure per una sezione dello standard dedicata alla ricezione mobile. Tali sono le già citate trame per estensioni future (FEF, Future Extension Frame) il cui unico attributo è la presenza del simbolo P1 e l'indicazione temporale della trama stessa (fig. 2.14). Con ciò i ricevitori di prima generazione sono in grado di ignorare le trame FEF.

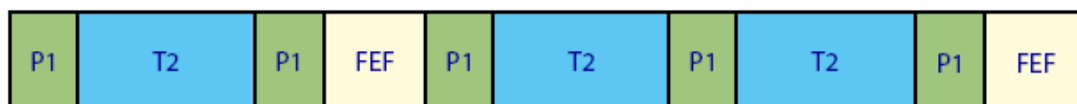


Figura 2.14: Coesistenza di trame fisiche T2 e FEF

2.13 Simulazione delle prestazioni e confronti con il DVB-T

Il DVB-T2 è caratterizzato da una molteplicità di modi di funzionamento, che consentono di variare il bitrate su canali da 8 MHz approssimativamente da 7 Mbit/s a 50 Mbit/s e corrispondentemente il SNR da 1 dB a 22 dB, a seconda del livello di rumore e delle caratteristiche di canale.

La figura 2.15 riporta le prestazioni del sistema confrontate con il limite teorico di capacità e con il sistema di prima generazione DVB-T. I dati, tratti da [4],

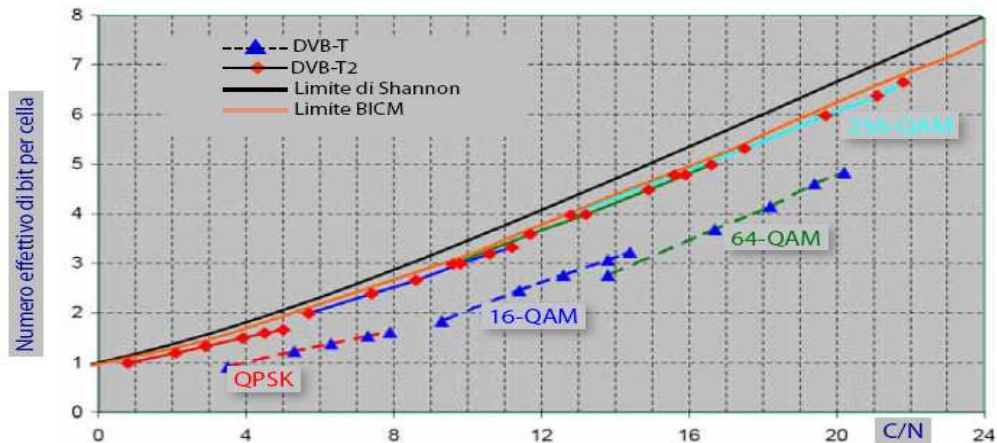


Figura 2.15: Prestazioni DVB-T2 e DVB-T a confronto

sottintendono un canale AWGN, una demodulazione ideale e non tengono conto dell'intervallo di guardia, delle portanti pilota, né dei simboli di segnalazione. Si deduce come il guadagno in efficienza spettrale offerta dal nuovo standard sia circa pari al 25% e il guadagno in termini di rapporto segnale rumore C/N vari da 3 a 4 dB.

A titolo esemplificativo, viene presentata una tabella che illustra una configurazione di rete MFN tipica adottata in Italia e il relativo confronto con una equivalente in DVB-T2 (tab. 2.2).

	DVB-T	DVB-T2
Canale RF	8 MHz	8 MHz
Modulazione	64 QAM	256 QAM
Intervallo di guardia	1/32	1/28
FEC	2/3 CC + RS	3/5 LDPC + BCH (0,3%)
% di overhead per Scattered Pilots	8%	1%
% di overhead per Continual Pilots	3%	0,53%
% di overhead per P1/P2	0%	0,7%
Occupazione Banda	normale	estesa
SNR in ricezione	17 dB	17 dB
Capacità netta	24,1 Mbit/s	36,1 Mbit/s
n° Programmi SDTV	$\cong 5MPEG - 2$	$\cong 16MPEG - 4AVC$
n° Programmi SDTV		$\cong 4MPEG - 4AVC$

Tabella 2.2: Confronto tra multiplex DVB-T e DVB-T2

Conclusioni

Si elencano una serie di considerazioni di carattere generale che emergono dall'analisi delle specifiche DVB-T2 illustrate in precedenza. Tali aspetti sembrano costituire i punti chiave che determineranno nel prossimo futuro il possibile successo dello standard.

- ▶ Si tratta di un ottimo standard che richiede però uno sviluppo completamente nuovo di tutta l'elettronica per la codifica di sorgente e di canale, quindi sarà necessaria la sostituzione degli attuali IRD¹⁴ domestici.
- ▶ I siti di trasmissione e gli impianti d'antenna domestici non dovrebbero richiedere modifiche.
- ▶ Si presenta come uno standard stabile, con improbabili evoluzioni a tempi brevi, in quanto l'efficienza spettrale è prossima al limite teorico (Shannon).
- ▶ Lo standard è molto flessibile, sia in termini di varietà dei dati in ingresso, sia per la possibilità di rendere più robusta la trasmissione di servizi/programmi di particolare interesse o destinati ad un'utenza in condizioni critiche di ricezione.
- ▶ L'impiego dello standard insieme a codifiche video di ultima generazione (MPEG-4 AVC), consente di ottenere un guadagno di capacità trasmissiva utilizzabile per introdurre servizi HDTV quasi a costo nullo in termini di occupazione di banda.

¹⁴Integrated Receiver Decoder

Capitolo 3

La modulazione OFDM

3.1 Introduzione

La modulazione **OFDM** (**O**rtogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplexing) è una tecnica di trasmissione, caratterizzata dalla suddivisione del segnale di informazione ad alta velocità trasmissiva in molti flussi paralleli trasmessi a bassa velocità. Tutto questo è reso possibile grazie all'uso di più portanti, da qui il nome di *modulazione multiportante*, ortogonali fra loro e quindi non mutualmente interferenti, che trasportano l'informazione impiegando le note tecniche di modulazione digitale.

Questo metodo è stato adottato in diversi sistemi di comunicazione ad alto tasso di trasmissione dati, come per esempio il *Digital Video Broadcasting* o il *WiMAX*, per la sua efficienza e flessibilità nella gestione dell'interferenza di intersimbolo (ISI) in canali ad alta selettività in frequenza.

L'ambiente terrestre è caratterizzato dalla cosiddetta propagazione *multicammino*, dovuta alle riflessioni del segnale da parte degli ostacoli presenti tra il trasmettitore e il ricevitore: si avranno quindi più repliche del segnale trasmesso, attenuate, sfasate e ritardate in modo diverso a seconda del tragitto percorso. I ritardi possono essere molto maggiori del periodo di simbolo, da qui una forte presenza di ISI e quindi, nelle trasmissioni digitali, un accrescimento del BER (*Bit Error Rate*) fino a valori insostenibili per una corretta comunicazione.

Il risultato è un pesante degradamento del segnale trasmesso, come si può vedere da figura 3.1, in cui è rappresentata la funzione di trasferimento di un tipico canale di propagazione in ambiente urbano, nella banda UHF, in presenza di soli echi naturali.

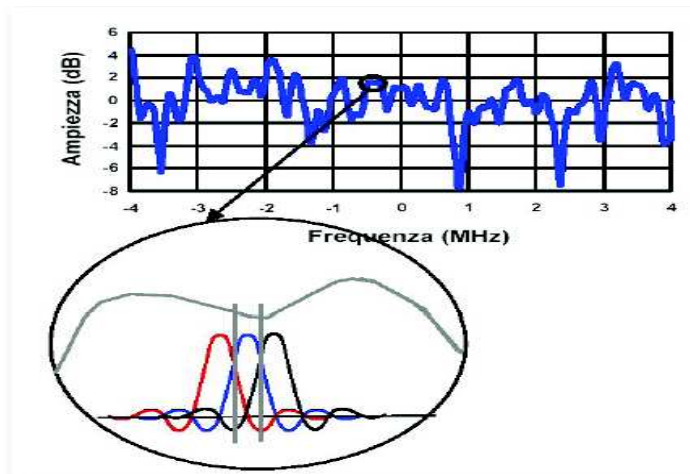


Figura 3.1: Canale *multipath* e modulazione multiportante

3.2 Modulazione Multiportante

La modulazione multiportante consiste nel distribuire il flusso dati totale tra moltissime portanti, equispaziate in frequenza all'interno della banda del canale di diffusione. Ciò implica che ogni portante occupa una piccola porzione dello spettro, dove la risposta in frequenza è tanto più localmente piatta e non distortore, quanto più è elevato il numero di portanti in cui è diviso il segnale da trasmettere (figura 3.3). In modo equivalente, nel dominio del tempo, si rende il periodo di simbolo molto maggiore rispetto al *delay spread* del canale, riducendo in modo significativo l'effetto dell'ISI. Questo problema può essere risolto in maniera definitiva grazie all'utilizzo di un prefisso ciclico come intervallo di guardia tra un simbolo e l'altro, come sarà descritto meglio più avanti.

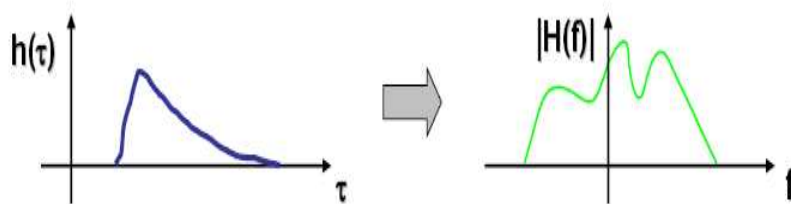


Figura 3.2: Canale selettivo in frequenza

Un'immediata illustrazione del sistema trasmittente e ricevente (figura 3.4 e 3.5) mostra come un *datastream* R bit/s sia diviso in L flussi paralleli ognuno



Figura 3.3: Sistema a singola portante e multiportante a confronto

con tasso R/L . La tecnica multiportante ha un'interessante interpretazione sia nel tempo che in frequenza. Nel tempo, la durata del simbolo in ogni portante aumenta fino a $T = LT_s$, dove $T_s = 1/R$, in questo modo si può avere $T \gg \tau$, dove τ è la durata della risposta impulsiva del canale, requisito fondamentale per un sistema privo di ISI. In frequenza, le portanti hanno una banda B (la banda globale a disposizione) che con alti valori di L può essere resa piccola a piacere $B/L \ll B_{ch}$, così da rendere la risposta in frequenza praticamente piatta per ogni sottocanale.

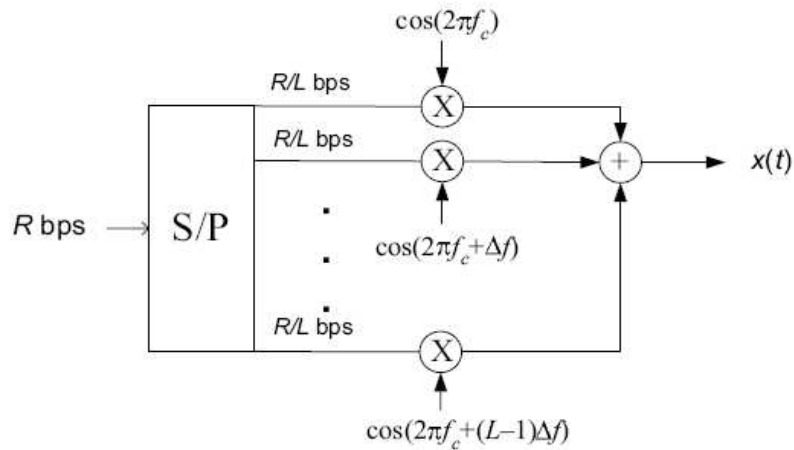


Figura 3.4: Elementare trasmettitore multiportante

La realizzazione pratica del sistema appena descritto presenta alcuni inconvenienti. Il primo problema riguarda la banda, in quanto non si può avere una finestra perfettamente rettangolare come impulso di modulazione e contemporaneamente un segnale limitato in frequenza, poi servirebbero dei costosissimi filtri passa-basso ad altissime prestazioni per garantire l'ortogonalità delle portanti al ricevitore. In aggiunta, si richiedono L sistemi di aggancio della portante al ricevitore, in quanto è necessaria una sintonizzazione per ciascun sottocanale e questo requisito non è per niente banale da soddisfare.

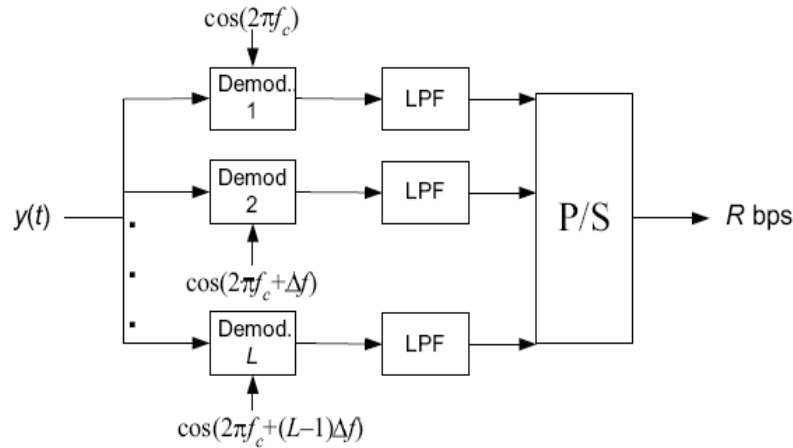


Figura 3.5: Elementare ricevitore multiportante

3.3 Implementazione della modulazione OFDM

Per rendere questa tecnica realizzabile nella pratica, bisogna sfruttare l'algoritmo FFT¹ per il calcolo della trasformata di Fourier discreta, ovvero la DFT e la IDF, la trasformata inversa. Con la FFT e la sua inversa (IFFT) si è in grado di generare una moltitudine di sottoportanti ortogonali usando un singolo segnale radio.

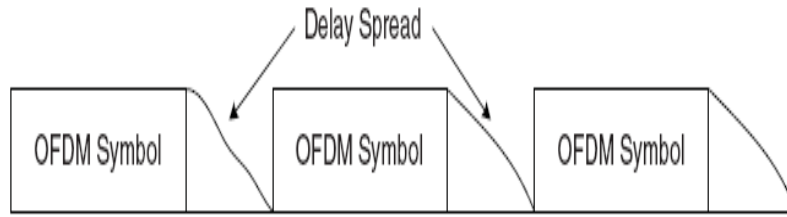
3.3.1 Blocchi di trasmissione con intervalli di guardia

Iniziamo raggruppando L simboli in un blocco chiamato simbolo OFDM. Tale simbolo ha una durata di T secondi, dove $T = LT_s$. Per rendere ogni simbolo OFDM indipendente dagli altri dopo essere passato attraverso un canale wireless, è necessario introdurre un intervallo di guardia tra i diversi simboli:



In questo modo, dopo aver ricevuto una serie di simboli OFDM, tanto più è grande l'intervallo di guardia T_g rispetto alla durata del canale τ , tanto più ogni simbolo sarà non interferente con gli altri:

¹Fast Fourier Transform



3.3.2 Convoluzione circolare e DFT

Una volta risolto il problema dell'interferenza *intersimbolo*, è necessario tentare di rimuovere l'interferenza *intrasimbolo*, cioè l'arrivo al ricevitore di più "copie" dello stesso simbolo, ritardate, sfasate e quindi in grado di compromettere la corretta rivelazione del simbolo stesso. Quando uno *stream* di dati viene inviato attraverso un canale lineare tempo-invariante a risposta impulsiva finita (FIR), l'uscita non è altro che la convoluzione lineare tra l'ingresso e la risposta del canale:

$$y[n] = x[n] * [n]. \quad (3.1)$$

Immaginiamo di calcolare l'uscita usando la convoluzione circolare, considerando quindi l'ingresso una versione periodica del segnale originale di periodo L . In questo caso otteniamo:

$$y[n] = x[n] \circledast [n] \triangleq \sum_{k=0}^{L-1} h[n]x[n-k]_L. \quad (3.2)$$

Adesso calcoliamo la trasformata di Fourier discreta (DFT) dell'uscita $y[n]$:

$$DFT\{y[n]\} = DFT\{h[n] \circledast x[n]\}, \quad (3.3)$$

che nel dominio della frequenza diventa:

$$Y[m] = H[m]X[m]. \quad (3.4)$$

La formula 3.4 descrive un canale completamente immune da ISI nel dominio della frequenza, dove ogni simbolo $X[m]$ è semplicemente moltiplicato per un valore complesso $H[m]$. Così, nota la risposta in frequenza del canale al ricevitore, diventa banale dare una stima del simbolo trasmesso:

$$\hat{X}[m] = \frac{Y[m]}{H[m]} \quad (3.5)$$

dove $\hat{X}[m]$ sarà una stima generalmente imperfetta, a cui bisogna aggiungere il rumore e le altre imperfezioni, naturalmente. Ciononostante, in principio, il

problema più serio a livello di interferenze in un canale a larga banda sembra essere risolto.

3.3.3 Il prefisso ciclico

La chiave per realizzare la modulazione OFDM in modo efficiente è l'uso dell'algoritmo FFT, che permette di calcolare la DFT di vettori aventi un grandissimo numero di campioni, in tempi ragionevoli. Per far ciò, bisogna "camuffare" il vettore d'ingresso da segnale periodico, in modo da sfruttare le proprietà della convoluzione circolare in frequenza e della DFT, che rappresenta proprio la trasformata di Fourier di segnali discreti periodici.

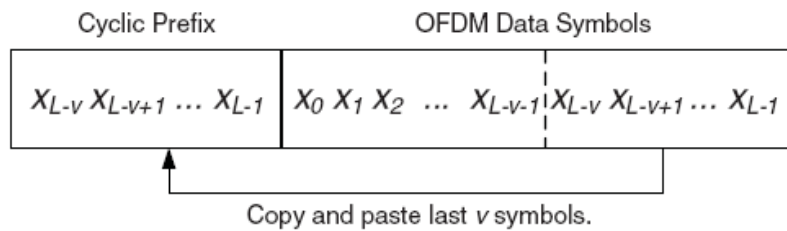


Figura 3.6: Prefisso ciclico segnale OFDM

Se il ritardo massimo introdotto dal canale ha una durata di $\nu + 1$ campioni, aggiungendo in testa al segnale, come intervallo di guardia, gli ultimi ν campioni del simbolo OFDM, si rende ogni simbolo OFDM indipendente da ciò che arriva prima e dopo, in modo tale che un solo simbolo per volta possa essere considerato in ricezione. L'uscita del canale è per definizione $\mathbf{y}_{cp} = \mathbf{h} * \mathbf{x}_{cp}$, dove \mathbf{h} è un vettore di $\nu + 1$ elementi e rappresenta la risposta impulsiva del canale, mentre \mathbf{y}_{cp} è costituito da $(L + \nu) + (\nu + 1) - 1 = L + 2\nu$ campioni. I primi ν campioni di \mathbf{y}_{cp} contengono interferenze dai precedenti simboli OFDM e quindi sono scartati. Gli ultimi ν campioni si disperdono nella sottosequenza del simbolo OFDM perciò anche questi vengono scartati. Alla fine rimangono esattamente L campioni per il desiderato segnale \mathbf{y} , che è ciò che è richiesto per recuperare gli L campioni nascosti all'interno del segnale \mathbf{x} .

Il prefisso ciclico, sebbene sia una soluzione semplice ed elegante, comporta comunque delle penalizzazioni in termini di banda e di potenza. Essendo stati inviati ν simboli ridondanti, la banda richiesta aumenta da B a $(L + \nu/L)B$. Similmente, tali simboli devono essere presi in considerazione nel conteggio della totale potenza di trasmissione, la quale cresce di $10 \log_{10}(L + \nu/L)$ dB. Quindi, l'uso del prefisso ciclico comporta una perdita di *data rate* e di potenza della stessa entità:

$$\text{Rate Loss} = \text{Power Loss} = \frac{L}{L + \nu}. \quad (3.6)$$

Come per la maggior parte dei problemi nella progettazione di sistemi, alcuni importanti obiettivi, come l'efficienza, devono sottostare a una sorta di compromesso con i costi e altri requisiti di progetto da soddisfare.

3.4 Sincronizzazione in tempo e frequenza

Per demodulare un segnale OFDM, il ricevitore deve effettuare due importanti compiti di sincronizzazione. Primo, deve determinare l'offset temporale del simbolo e gli ottimali istanti di temporizzazione. Questo si riferisce alla cosiddetta *sincronizzazione temporale*. Secondo, il ricevitore deve allineare la frequenza della sua portante, in modo tale che sia il più vicino possibile a quella del trasmettitore. Ciò si riferisce alla cosiddetta *sincronizzazione in frequenza*.

Rispetto ai sistemi a singola portante, i requisiti sulla sincronizzazione temporale sono "rilassati", in quanto la struttura dei simboli OFDM si "aggiusta" in modo naturale rispetto a un ragionevole grado di errore di sincronizzazione. D'altra parte, i requisiti sulla sincronizzazione in frequenza sono molto più stringenti, perché l'ortogonalità dei simboli dipende dalla capacità di essere correttamente distinti l'uno dall'altro nel dominio della frequenza.

3.4.1 Sincronizzazione temporale

L'effetto di una non perfetta sincronizzazione temporale non ha grandi ripercussioni sul funzionamento dell'intero sistema, fintantoché l'offset temporale, τ , sta all'interno dell'intervallo $[0, T_g - T_m]$, dove T_g è la durata dell'intervallo di guardia e T_m è il massimo ritardo temporale del canale. Per $\tau < 0$ si ha un campionamento prematuro rispetto all'istante ideale, mentre per $\tau > 0$ si ha un campionamento ritardato. Finché $0 \leq \tau \leq T_g - T_m$, l'offset temporale può essere incluso dallo stimatore del canale nel guadagno complesso calcolato per ogni sottocanale, mentre l'appropriato *switching* di fase può essere effettuato dall'equalizzatore di fase (FEQ), senza apportare alcun effetto sulle prestazioni. L'intervallo $[T_g - T_m]$ si riferisce al margine finale del tempo di guardia relativo a ogni simbolo OFDM ricevuto, come mostrato in figura 3.7.

Nel caso in cui τ non rimanga entro tale finestra temporale, l'interferenza intersimbolica sarà presente nonostante il cambiamento di fase sia stato opportunamente preso in considerazione. Per $\tau > T_g - T_m$, il ricevitore perde una parte dell'energia desiderata (in quanto solo una versione ritardata dei primi campioni x_0, x_1, \dots è ricevuta) e incorpora energia indesiderata dal simbolo successivo. Similmente, per $\tau < 0$, parte dell'energia è persa mentre si ha interferenza da parte del simbolo precedente, ancora incluso nella finestra temporale di ricezione. Per entrambi gli scenari, la parte del rapporto segnale/rumore (SNR) perso vale approssimativamente:

$$\Delta SNR(\tau) \approx -2 \left(\frac{\tau}{LT_s} \right)^2. \quad (3.7)$$

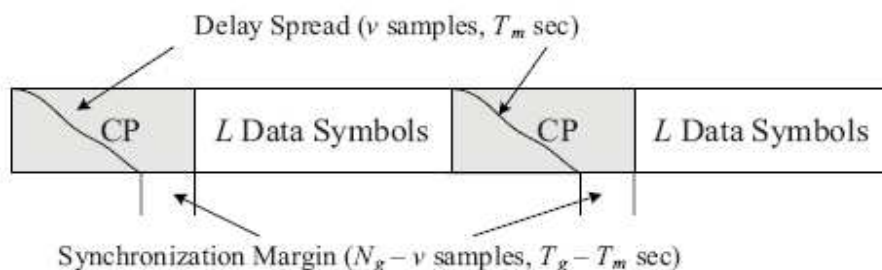


Figura 3.7: Margine di sincronizzazione temporale

Dall'espressione 3.7 [9] si possono ricavare le seguenti osservazioni:

- ◆ SNR decresce quadraticamente con l'offset temporale τ ;
- ◆ maggiore è L , maggiore è l'immunità verso l'offset temporale, cioè più portanti ci sono e meglio è;
- ◆ essendo in generale $\tau \ll LT_s$, gli errori di sincronizzazione temporale non sono così critici, fintantoché il cambiamento di fase è correttamente rivelato.

Riassumendo, per minimizzare le perdite di SNR dovute a una sincronizzazione temporale imperfetta, l'errore di temporizzazione deve essere piccolo se confrontato all'intervallo di guardia e, a questo proposito, tenere un piccolo margine nel prefisso ciclico potrebbe essere d'aiuto.

3.4.2 Sincronizzazione in frequenza

La tecnica OFDM raggiunge il più alto grado di efficienza spettrale rispetto a qualsiasi altro sistema a banda larga. Il prezzo da pagare per questo primato è che il segnale multiportante, mostrato in figura 3.8, è molto sensibile agli offset di frequenza, spesso causa di sovrapposizione tra le diverse sottoportanti.

La forma delle sottoportanti di figura 3.8 rappresenta dei "sinc", ovvero la trasformata di Fourier della nota finestra rettangolare (rect), definiti come:

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (3.8)$$

La funzione vale 1 per $x = 0$ e attraversa l'asse delle ascisse per $x = \pm 1, \pm 2 \dots$. Siccome queste forme d'onda esistenti in ogni simbolo OFDM sono troncate ogni T secondi, la larghezza del lobo principale di ognuna vale $2/T$ cioè ci sono attraversamenti per lo zero ogni $1/T$ Hz. Quindi, N sottoportanti possono essere raggruppate in una banda di N/T Hz, con le code che si trascinano un pò oltre da ambo le parti, come si vede in figura 3.8.

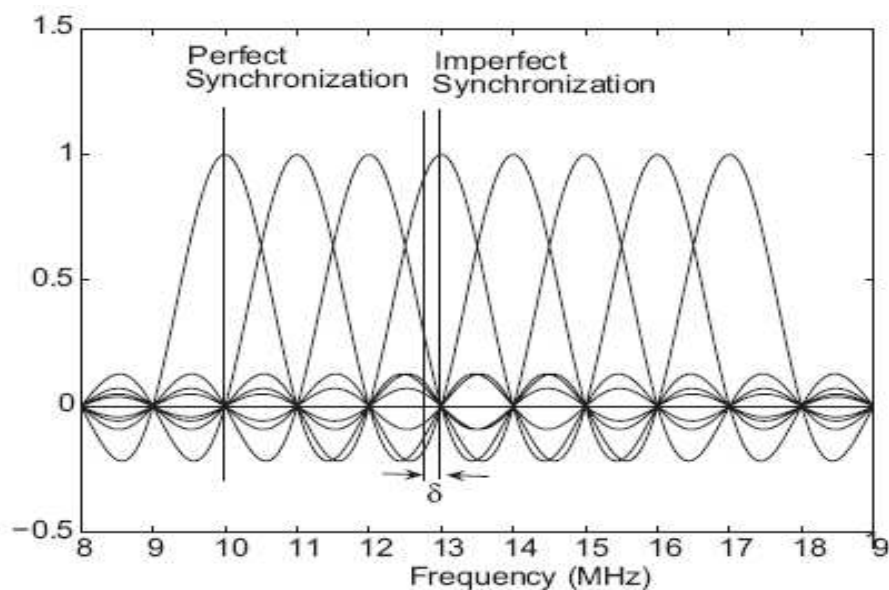


Figura 3.8: OFDM: sincronizzazione in frequenza

Se l'offset di frequenza, δ , fosse zero o comunque trascurabile, non c'è alcuna interferenza tra le sottoportanti, in quanto il ricevitore semplicemente campiona y nel punto di picco del sinc, rendendo il sistema completamente immune dall'*intercarrier interference* (ICI). Naturalmente, nella pratica, l'offset non è sempre nullo. La causa principale è il *mismatch* tra gli oscillatori al trasmettitore e al ricevitore, oltre che l'effetto Doppler per i sistemi mobili. Siccome oscillatori al cristallo molto precisi sono costosissimi, non sempre è conveniente utilizzarli, allora è necessario prevedere una certa tolleranza nel progetto di sistemi OFDM rispetto allo *shifting* di frequenza tra le portanti.

Lo standard DVB-T2, così come il precedente, prevede la dispersione in tempo e frequenza di portanti pilota *scattered* (SP) e continue (CP), cioè di "celle dati OFDM" di prefissata fase e ampiezza, trasmesse ad intervalli regolari, per consentire al ricevitore di stimare le variazioni del canale ed effettuare le opportune compensazioni in tempo e frequenza. Le SP hanno il compito di permettere una stima affidabile del canale di trasmissione e, diversamente dal DVB-T, il nuovo protocollo definisce 8 diverse configurazioni di queste portanti pilota, con distanza tra di esse circa uguale all'inverso della durata dell'intervallo di guardia. Le CP invece sono utilizzate per il recupero "fine" di frequenza nel ricevitore e per la rimozione dell'errore di fase comune (CPE) sul simbolo OFDM. Come già per il DVB-T, la percentuale di CP dipende dalla dimensione della FFT:

- $\sim 2.5\%$ per $1k, 2k$;

► $\sim 0.7\%$ per $8k, 16k, 32k$.

Sia le SP che le CP sono trasmesse a potenza maggiorata (fino a 7 dB come massimo incremento di potenza) in funzione della densità, per ottimizzare il rapporto C/N della stima del canale.

Lo standard DVB-T2 prevede opzioni nelle quali è trasmesso un numero ridotto di simboli pilota nel payload e la stima di canale si basa sulla stima iniziale fornita dal simbolo P2, seguita da stime basate sui dati ricevuti, demodulati e corretti, che ricodificati e modulati agiscono come portanti pilota note. Questo metodo, denominato CD3, consente di effettuare la stima di canale, anziché mediante le portanti pilota inserite nel simbolo OFDM, sfruttando il segnale OFDM ricevuto al simbolo precedente. Il principio di funzionamento si basa su di un anello retroazionato di elaborazione dei simboli ricevuti. Data la periodica inserzione di un simbolo noto nella trama OFDM, il ricevitore CD3 effettua una stima della funzione di trasferimento del canale, come rapporto, portante per portante, tra il segnale ricevuto dopo trasformata FFT ed il valore noto del segnale trasmesso.

Questo metodo consente una trasmissione molto efficiente, adatta soprattutto in configurazioni SFN, dove gli echi sono generalmente lunghi ed un profilo ad alta densità in frequenza sarebbe necessario, in alternativa, per una stima corretta della funzione di trasferimento del canale.

3.5 Il rapporto potenza di picco/potenza media

La modulazione OFDM ha un più alto rapporto fra potenza di picco del segnale e potenza media, in sigla PAR, rispetto ai sistemi a singola portante. All'aumentare del numero di portanti, infatti, il segnale totale, essendo la somma di numerosi segnali molto limitati nel tempo, tende ad assumere una distribuzione gaussiana, quindi con un fattore di cresta elevato. Questo mette a dura prova la linearità degli amplificatori utilizzati in trasmissione, facendone lievitare i costi per ovviare alla perdita inevitabile di efficienza degli stessi.

Quando si opera nella regione non lineare, ovvero si manda in saturazione l'amplificatore di potenza dei trasmettitori, si hanno delle pesanti ripercussioni sulle prestazioni del sistema, in termini di inclinazione delle costellazioni e *scattering*. In figura 3.9 è riportato il comportamento di un amplificatore di potenza, in funzione del segnale d'ingresso espresso in tensione elettrica.

Per evitare fenomeni di distorsione in uscita, è necessario che il segnale d'ingresso stia all'interno della regione di *back-off* (IBO) dell'amplificatore. Se il segnale ha un'alta potenza di picco, per non avere problemi in uscita, bisogna utilizzare amplificatori con valori di back-off elevati e questo ne riduce di molto l'efficienza energetica. In aggiunta, il *range* di copertura del segnale viene ridotto, di conseguenza sale il costo degli amplificatori, a parità di prestazioni, rispetto a quelli con back-off minore.

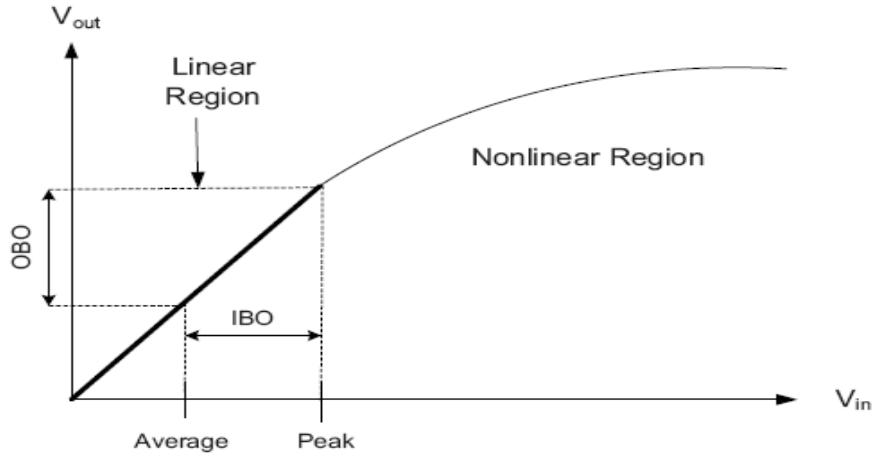


Figura 3.9: Amplificatore di potenza: risposta in ampiezza

Fondamentalmente esistono due approcci per risolvere la questione di elevato PAR. Il primo consiste nel ridurre il picco del segnale direttamente al trasmettitore attraverso la cancellazione del picco del segnale, o attraverso opportune operazioni sul *mapping*. Il secondo approccio si focalizza, invece, sulla ricostruzione del segnale al ricevitore, nonostante la presenza di distorsione nel segnale trasmesso. Ci limitiamo a illustrare le due tecniche del primo metodo, in quanto utilizzate proprio dallo standard DVB-T2 e già accennate nel capitolo 2.

3.5.1 Cancellazione del picco

La prima tecnica che permette una riduzione del picco del segnale al ricevitore è la *Tone Reservation* (TR), che consiste nell'utilizzare apposite portanti non impiegate nel trasporto d'informazioni, per creare delle forme d'onda in grado di cancellare i picchi di segnale rilevati. Il segnale ridotto può essere espresso come:

$$\tilde{x}[n] = x[n] + c[n] = Q_L(\mathbf{X} + \mathbf{C}), \quad (3.9)$$

dove $\tilde{x}[n]$ è il segnale "troncato" in ampiezza secondo criteri di soglia stabiliti a priori, $x[n]$ è il segnale originale dopo la IDFT e $c[n]$ rappresenta la parte "tagliata" del segnale originale, che sommata a quest'ultimo, dà proprio $\tilde{x}[n]$ (figura 3.10).

Q_L è la matrice IDFT di dimensione $L \times L$, $\mathbf{X} = \{X_k, k \in \mathcal{R}^c\}$ è un vettore di simboli complessi, $\mathbf{C} = \{C_k, k \in \mathcal{R}\}$ è un vettore contenente valori complessi *tone-reservation* e \mathcal{R} è l'insieme *tone-reservation*. Non c'è distorsione da parte di TR, perchè le portanti dedicate (reserved) e i dati trasportati sono ortogo-

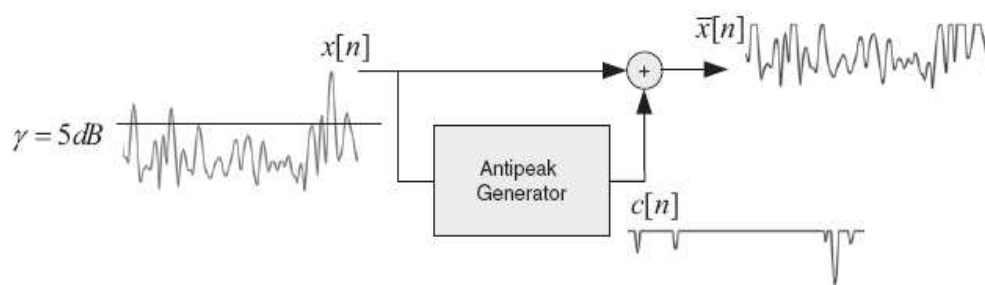


Figura 3.10: Cancellazione del picco

nali. Per ridurre il PAR usando le tone-reserved esistono due semplici algoritmi proposti in [13] e [8], rispettivamente.

L'altra tecnica di cancellazione del picco è la cosiddetta estensione attiva della costellazione (ACE). Essenzialmente, i punti posti agli angoli di una costellazione M-QAM possono essere spostati verso locazioni ad ampiezza maggiore senza perdita di SNR. Questa caratteristica è molto vantaggiosa, anche se il guadagno nella riduzione del PAR è inversamente proporzionale alla dimensione della costellazione. La tecnica risulta, di conseguenza, essere molto efficace per costellazioni aventi un alfabeto con pochi simboli.

3.5.2 Signal Mapping

Queste tecniche hanno in comune l'aggiunta di alcune informazioni ridondanti al segnale da trasmettere, in una maniera tale da ridurre il PAR. In questo gruppo troviamo tecniche di codifica, di selezione del mapping (SLM) e di trasmissione parziale di sequenze (PTS).

L'idea principale che sta alla base dei vari schemi di codifica è di selezionare una parola di codifica a basso PAR, basata sui desiderati simboli da trasmettere. La maggior parte di queste tecniche richiedono un'approfondita ricerca e quindi sono adatte solo per sistemi con un piccolo numero di sottoportanti. Inoltre, diventa difficile mantenere un ragionevole tasso di codifica nell'OFDM quando il numero di sottoportanti diventa grande.

Nei *selected mapping* (SLM) un simbolo OFDM è usato per generare rappresentazioni multiple del segnale contenente le stesse informazioni. Lo scopo principale è di individuare quella a minor PAR. Il guadagno nella riduzione del PAR è proporzionale al numero di rappresentazioni, ma così anche la complessità di ricerca.

L'ultimo caso è il *partial transmit sequence* (PTS); il simbolo nel dominio della frequenza è partizionato in molti sottoblocchi disgiunti. L'obiettivo è di progettare una fase ottimale per il sottoblocco che minimizza il PAR. La fase

può essere corretta al ricevitore. Il guadagno in termini di PAR è proporzionale al numero di sottoblocchi e al metodo di ripartizione. Di contro, la complessità ha una dipendenza esponenziale col numero di sottoblocchi.

La SLM e la PTS sono piuttosto flessibili ed efficaci, ma i loro principali inconvenienti sono che il ricevitore deve essere cambiato e che in trasmissione è richiesto un *overhead* per inviare la necessaria informazione per la decodifica.

3.6 Vantaggi complessità di calcolo sistema OFDM

Uno dei principali vantaggi rispetto ai sistemi a singola portante con equalizzazione, è che il sistema OFDM richiede una complessità di calcolo minore per comunicazioni ad alto tasso di trasmissione. In questa sezione ci occuperemo di valutare la complessità computazionale di un equalizzatore e di una implementazione standard IFFT/FFT di un sistema OFDM.

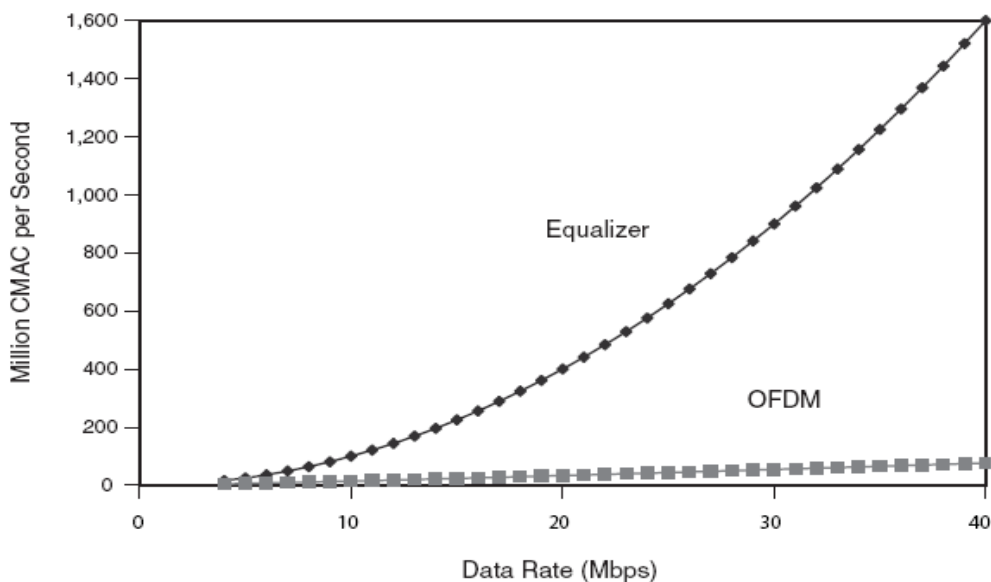


Figura 3.11: OFDM ed equalizzatore DFE a confronto

Un'operazione di equalizzazione consiste in una serie di moltiplicazioni con diverse versioni ritardate del segnale. Il numero di blocchi "ritardatori" in un equalizzatore dipende dal tasso di simbolo del sistema e dal ritardo introdotto dal canale. Il numero di blocchi è proporzionale al prodotto larghezza di banda-ritardo canale $T_m/T_s \approx BT_m$. Se chiamiamo ν questa quantità, il sistema equalizzatore deve eseguire ν moltiplicazioni e addizioni complesse² per ogni simbolo ricevuto. Quindi la complessità di un equalizzatore è dell'ordine di:

²Complex Multiply and Accumulate (CMAC)

$$O(\nu \cdot B) = O(B^2 T_m). \quad (3.10)$$

In un sistema OFDM le principali operazioni sono la IFFT e la FFT. È noto che l'algoritmo per il calcolo di queste operazioni ha una complessità di $O(L \log_2 L)$, dove L è la dimensione del blocco FFT, cioè il numero di sottoportanti. In questo capitolo abbiamo visto che per un overhead con prefisso ciclico, il numero di sottoportanti deve crescere linearmente con il prodotto larghezza di banda-ritardo del canale $\nu = BT_m$. Allora la complessità di calcolo per ogni simbolo OFDM è dell'ordine di $O(BT_m \log_2 BT_m)$. Ci sono B/L simboli OFDM trasmessi ogni secondo. Siccome $L \propto BT_m$, vuol dire che il numero di simboli OFDM al secondo ha un ordine di grandezza pari a $O(1/T_m)$, quindi la complessità di calcolo in termini di CMAC vale:

$$O(BT_m \log_2 BT_m) O(1/T_m) = O(B \log_2 BT_m) \quad (3.11)$$

Chiaramente la complessità computazionale di un equalizzatore cresce con il quadrato del *bitrate*, mentre nell'OFDM c'è una dipendenza leggermente più veloce di quella lineare. Questa differenza si evidenzia in modo drammatico per alti valori di *bitrate*, come si evince da figura 3.11.

Capitolo 4

Strumenti utilizzati per l'implementazione

4.1 Introduzione

In questo capitolo, verranno introdotti gli strumenti software e hardware utilizzati per la realizzazione del presente lavoro di tesi. Primariamente si illustreranno gli strumenti software con i quali è stato possibile simulare l'intero progetto partendo da un alto livello di astrazione e, grazie a un particolare tool di *Matlab*, di tradurlo in un linguaggio standard per la descrizione dell'hardware. Successivamente, si darà una breve spiegazione del funzionamento dei circuiti a logica programmabile (FPGA) mettendone in luce le relative applicazioni e potenzialità. Infine, verranno illustrate le principali caratteristiche della scheda Virtex-II della *Xilinx* con la quale sono state fatte le simulazioni a livello hardware.

4.2 System Generator

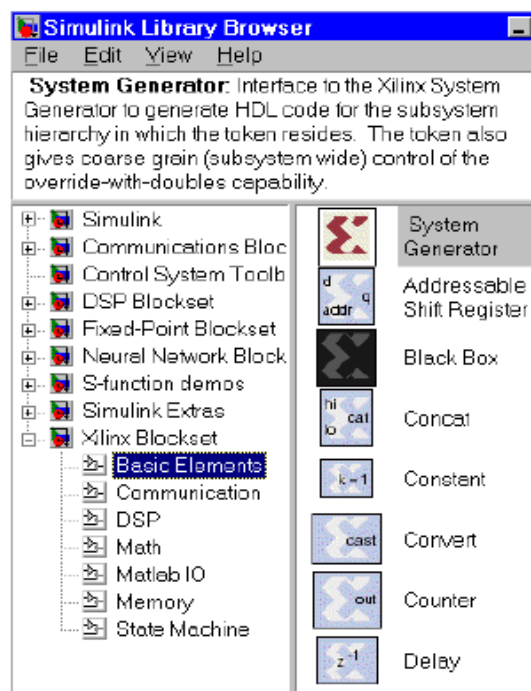
System Generator è uno strumento software per la modellizzazione e progettazione di FPGA attraverso l'uso di *Matlab/Simulink*. Questo sistema è in grado di mappare automaticamente un modello ad alto livello di astrazione di un DSP in una fedele implementazione hardware. Tutto ciò senza compromettere in modo sostanziale né la qualità della visione astratta, né le prestazioni di una implementazione hardware.

Simulink fornisce un potente ambiente grafico per la modellizzazione di sistemi DSP, di conseguenza è utilizzato in modo diffuso per lo sviluppo di algoritmi e per la verifica. System Generator mantiene un livello di astrazione molto alto, in linea con la filosofia Simulink, ma nello stesso tempo traduce automaticamente i progetti in implementazioni hardware fedeli, sintetizzabili ed efficienti. Per fare ciò utilizza dei "blocchi" già esistenti, chiamati *intellectual property* (IP), che realizzano innumerevoli funzioni, da semplici operazioni aritmetiche a complesse

funzioni DSP. Questi blocchi sono stati opportunamente progettati in modo tale da operare ad alta velocità e contemporaneamente soddisfare requisiti di efficienza nell'occupazione di area. L'uso dei blocchi IP è automatico e trasparente da parte di System Generator, a meno che l'utente non voglia esplicitamente personalizzare le caratteristiche del blocco in questione attraverso parametrizzazioni particolari.

4.2.1 Xilinx Blockset

Un blocco Xilinx fa parte di una libreria accessibile dal *library browser* di Simulink. Come qualsiasi blocco Simulink, può essere istanziato all'interno di un modello Simulink per formare sistemi, sottosistemi e qualsiasi tipo di gerarchia. Esistono due blocchi in particolare, *Gateway IN* e *Gateway OUT*, che servono da interfaccia tra il mondo *Simulink Blockset* che utilizza tipi di dato a doppia precisione floating point e il mondo *Xilinx Blockset* che utilizza tipi di dato fixed point. Tutto ciò che sta all'interno di questi due blocchi, cioè il "mondo Xilinx", può essere tradotto in modo automatico dal System Generator in codice VHDL per la programmazione su FPGA. Quindi tutti e soli i blocchi "marchiati" Xilinx possono essere generati a livello RTF (Register Transfer Level) in codice VHDL.



4.2.2 Flusso di progettazione

Simulink offre un ambiente grafico per la creazione e modellizzazione di sistemi dinamici. System Generator mappa i parametri definiti in Simulink in entity, architetture, porte, segnali e attributi in modo automatico, senza bisogno di programmare direttamente in linguaggio VHDL o Verilog. Si passa direttamente da una rappresentazione ad alto livello di astrazione, semplice e intuitiva, ad una a basso livello dove le variabili e i parametri da tenere in considerazione sono molteplici. In questo passaggio, System Generator include la compilazione, la sintesi, la simulazione HDL e l'implementazione (figura 4.1).

Il processo di generazione è controllato dal blocco System Generator che si

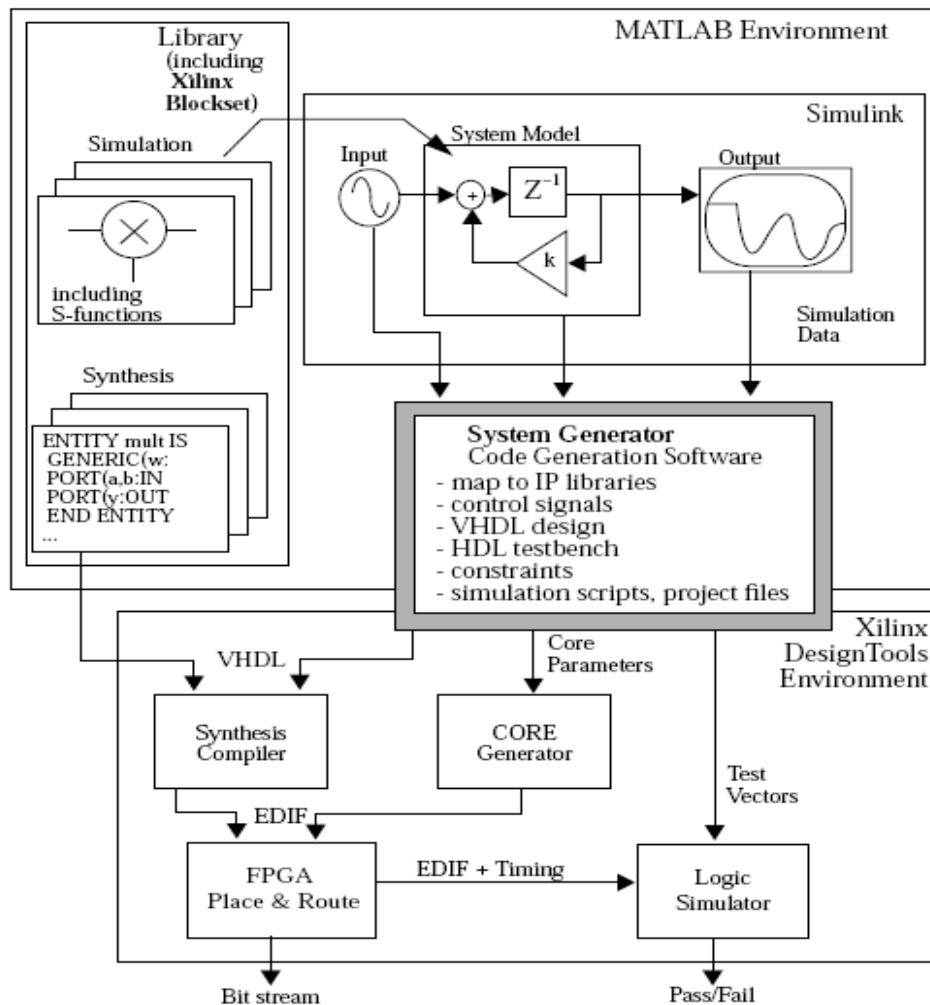


Figura 4.1: Flusso di progettazione System Generator

trova tra gli elementi base della libreria Xilinx Blockset. Tra le opzioni parametriche di questo blocco, c'è la possibilità per l'utente di scegliere il dispositivo FPGA da programmare, il periodo di clock del sistema e altre opzioni di implementazione.

System Generator traduce il modello Simulink in una realizzazione hardware mappando ciascun elemento Xilinx in un modello della libreria IP ad alta efficienza, deducendo i segnali di controllo e la circuiteria dai parametri del sistema, in modo da convertire la gerarchia Simulink in una *netlist* VHDL. In aggiunta, System Generator crea i necessari file di comando per creare la netlist dei blocchi IP, invoca il CORE Generator e produce i file di script e di progetto per la

simulazione HDL, la sintesi, il technology mapping, il placement, il routing e la generazione del *bitstream*. Vengono inoltre creati dei file HDL per la *test bench*, inclusi i vettori di testing elaborati durante la simulazione Simulink.

4.3 FPGA: utilizzo e potenzialità

4.3.1 Introduzione

Un FPGA (Field Programmable Gate Array) è un circuito integrato *general-purpose* che è “programmato” da un progettista piuttosto che dal fabbricante del dispositivo. Diversamente da un ASIC (Application-Specific Integrated Circuit), che può eseguire le stesse funzioni in un sistema elettronico, l’FPGA può essere riprogrammato, anche dopo essere stato inserito nel sistema.

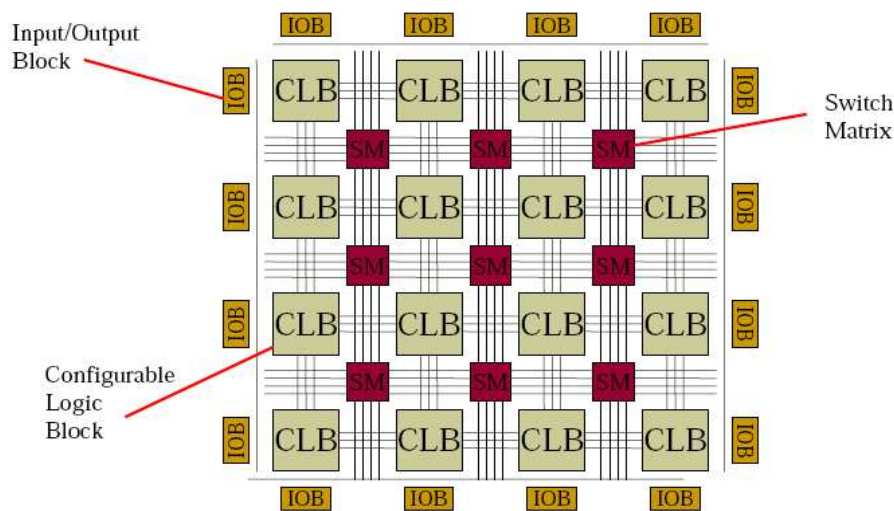


Figura 4.2: FPGA: architettura e connessioni

Un FPGA è costituito essenzialmente da un array di blocchi logici configurabili, che implementano le più diverse funzioni aritmetiche e logiche. Questi includono blocchi DSP dedicati, moltiplicatori, memorie, lookup table (LUT), registri, buffer tristate, multiplexer e la gestione del clock digitale. In aggiunta, questi dispositivi contengono sofisticati meccanismi di I/O per la gestione di una certa varietà di segnali in termini di larghezza di banda e tensione (figura 4.2).

Gli FPGA garantiscono ottimi risultati nel *data processing*. Diversamente dai microprocessori o dai processori DSP, dove le prestazioni sono legate alla velocità del clock, negli FPGA le prestazioni dipendono dal numero di operazioni in parallelo che riescono a gestire simultaneamente.

4.3.2 Programmazione

Gli FPGA fanno parte di quella famiglia di componenti *semi-custom* che sfruttano l'approccio a matrice (array-based), dove cioè esiste una matrice di celle prefabbricate interconnesse fra loro. Grazie all'esistenza di interruttori e connessioni programmabili, è possibile realizzare qualsiasi tipo di funzione, sfruttando i moduli di logica combinatoria e sequenziale presenti all'interno.

L'utente quindi, grazie alla programmazione sul campo, dispone di un'infinità di soluzioni in grado di soddisfare ogni esigenza. Sostanzialmente esistono tre tipologie di programmazione:

- RAM statiche;
- EPROM e EEPROM;
- a fusibili.

Il primo metodo (figura 4.3) prevede il *downloading* di un programma di configurazione chiamato *bitstream*. La programmazione consiste nel memorizzare un valore logico (0 o 1) in una cella di RAM statica, quindi il procedimento può essere rieseguito più volte, ovvero il dispositivo è riprogrammabile.

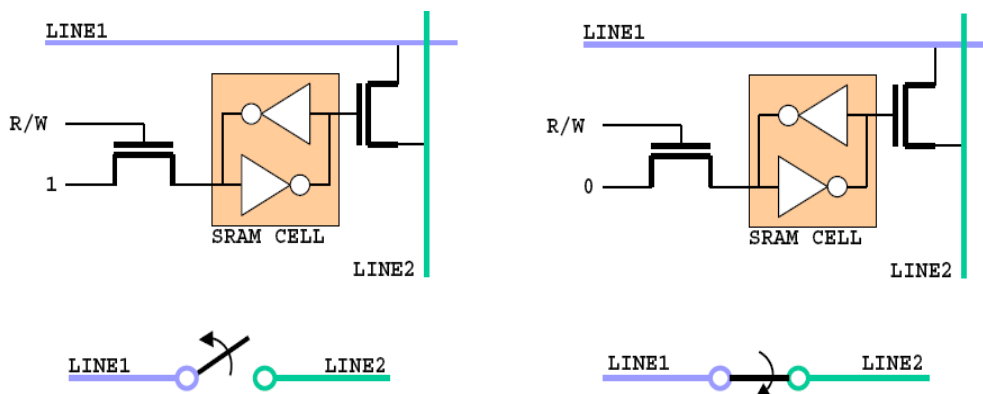


Figura 4.3: Programmazione di RAM statica

Per quanto riguarda il secondo metodo (figura 4.4), anche questo riprogrammabile, la programmazione consiste nel depositare carica sul floating gate del transistor in modo da mantenerlo in conduzione.

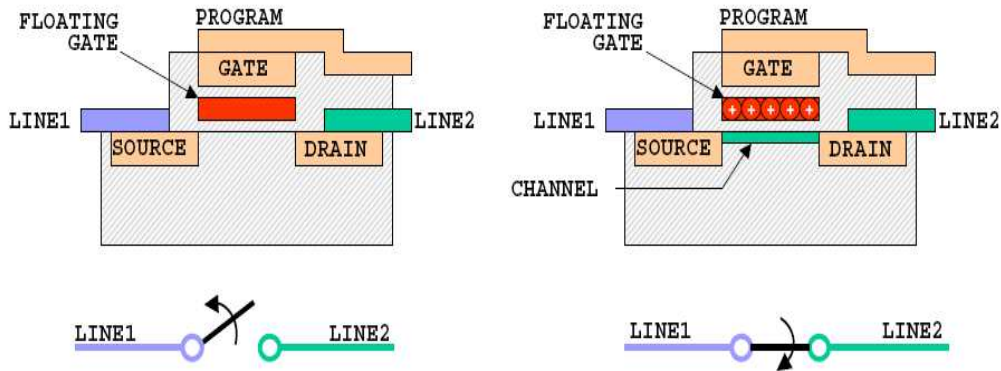


Figura 4.4: Programmazione di EPROM/EEPROM

Il terzo metodo prevede due tipologie di programmazione che utilizzano due processi, l'uno l'inverso dell'altro. Nel primo (figura 4.5), le linee del dispositivo sono prodotte in modo da essere tutte connesse e la programmazione consiste nel "bruciare" (fuse) alcune connessioni, in modo da mantenere solo quelle necessarie. Ciò avviene mediante il passaggio di una corrente molto elevata.

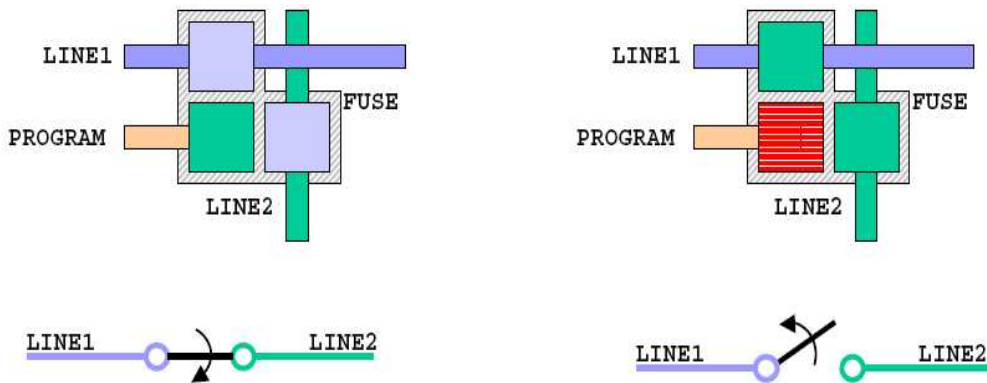


Figura 4.5: Programmazione a fusibili (Fuse)

Nel secondo (figura 4.6), le linee del dispositivo sono prodotte in modo da essere tutte disconnesse e la programmazione consiste nel "creare" (antifuse) le connessioni necessarie. Anche qui il processo è attivato mediante il passaggio di una corrente elevata.

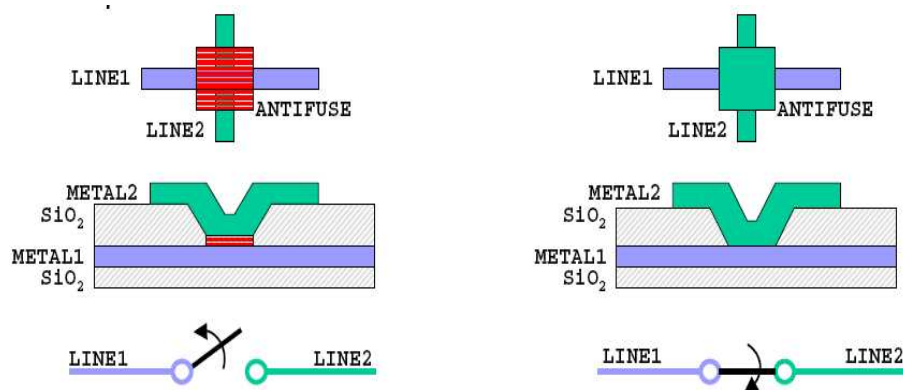


Figura 4.6: Programmazione a fusibili (Antifuse)

4.3.3 Applicazioni e sviluppi futuri

Gli odierni Field Programmable Gate Array, dotati di un'architettura che comprende blocchi dedicati alle funzioni di Digital Signal Processing, riscuotono successo crescente in una vasta gamma di applicazioni, che un tempo erano appannaggio esclusivo dei tradizionali DSP. Stiamo parlando di realizzazioni di filtri FIR (Finite Impulse Response), filtri IIR (Infinite Impulse Response), FFT, DCT (Discrete Cosine Transform) ecc.

L'aumento di larghezza di banda disponibile nelle applicazioni di audio e video digitali, ha permesso la rivalutazione degli FPGA come dispositivi in grado di sostituire DSP e microprocessori, soggetti ai limiti di sviluppo basati sulla semplice legge di Moore. Gli FPGA "DSP oriented", che si basano su architetture intrinsecamente parallele, sono in grado di rispondere a questa maggiore richiesta di potenza di calcolo, quindi hanno saputo conquistare rapidamente un ruolo significativo nel mercato delle applicazioni DSP.

Uno dei vantaggi degli FPGA consiste in una struttura relativamente omogenea e ripetitiva, non vincolata allo schema rigido di Von Neumann, che consente di sfruttare meglio la progressiva riduzione delle geometrie di processo. La disponibilità di un numero sempre più elevato di porte logiche può essere facilmente utilizzata per realizzare più moltiplicatori, con un conseguente aumento delle prestazioni. Nei tradizionali processori DSP, invece, la maggiore disponibilità di porte logiche è stata sfruttata solitamente per aumentare la complessità delle istruzioni e delle microarchitetture, con l'uso di lunghe pipeline e unità di esecuzione multiple. Ma queste tecniche non assicurano una relazione lineare tra numero di gate e prestazioni.

4.3.4 Parallelismo e flessibilità

La semplice possibilità di ripetere uno stesso modulo architetturale, cioè di aumentare il numero di moltiplicatori, non sarebbe un vantaggio importante se gli algoritmi di Digital Signal Processing non fossero essi stessi ripetitivi. Molte delle funzioni base utilizzate nelle elaborazioni DSP, si basano infatti sulla ripetizione di operazioni identiche e quindi si prestano in modo ottimale all'uso di architetture parallele. Inoltre, la possibilità di configurare i singoli blocchi DSP e di usare il tessuto logico di contorno per collegarli tra loro a piacimento, rende possibile, nel caso degli FPGA, la creazione di una struttura hardware perfettamente aderente all'algoritmo. Al contrario, le risorse hardware dei tradizionali processori Dsp sono predeterminate, quindi non offrono lo stesso livello di flessibilità. Un dato DSP avrà ad esempio determinate prestazioni a livello di bus, un numero fisso di blocchi MAC (moltiplicazione-accumulo), una larghezza dei dati predeterminata e una dotazione fissa di blocchi di accelerazione (con la possibilità di accelerare solo determinate funzioni).

Un ulteriore vantaggio offerto dagli FPGA, consiste nella possibilità di dosare il grado di parallelismo per raggiungere il migliore compromesso tra prestazioni e area di silicio occupata. Infatti, quando la frequenza di clock del dispositivo è molto maggiore della frequenza di campionamento del segnale da elaborare, diviene possibile realizzare un multiplex temporale delle risorse hardware.

4.3.5 Costi e consumi energetici

Vale la pena ricordare, che la cattiva reputazione degli FPGA sul fronte dei consumi energetici, si fonda sulle inefficienze legate alla grande disponibilità di risorse hardware e di routing, che si traducono ovviamente in una grande superficie di silicio. Anche i processori DSP, tuttavia, sono affetti da inefficienze energetiche, poiché in queste architetture solo una piccola parte del silicio è dedicata al calcolo vero e proprio; il resto è utilizzato per muovere le istruzioni e i dati.

Un recente studio, condotto dalla società di consulenze americana BDTI (*Berkeley Design Technology Inc.*), ha dimostrato la superiorità del rapporto costo/prestazioni di due FPGA, uno della Xilinx e uno della Altera, nei confronti di un DSP della Texas Instruments a 400 MHz. I tre chip sono stati sottoposti a un *benchmark* in applicazioni di comunicazione OFDM e, sebbene in termini di costo assoluto la soluzione più conveniente risulta essere il processore DSP, in termini di rapporto dollari/MAC¹, le prestazioni più elevate degli FPGA danno risultati nettamente migliori. Concretamente, questo significa che in un sistema di comunicazione basato su molti canali, un singolo FPGA può servire un maggior numero di canali rispetto a un DSP. Qualcosa di simile vale per i consumi energetici, che rappresentano un aspetto importante non solo per i sistemi por-

¹Multiply and Accumulation

tatili ma anche per le applicazioni fisse. Il confronto, infatti, non deve essere condotto a livello di chip, bensì a livello di soluzione completa.

Secondo i test condotti da BDTI con il già citato benchmark OFDM, un FPGA di fascia alta consuma circa dieci watt, contro i due-tre watt di un DSP di fascia alta. Ma il primo dispositivo ha potenza di calcolo sufficiente per gestire un numero di canali da dieci a cento volte maggiore rispetto al secondo. Il consumo di energia per canale, quindi, è molto più basso nel caso dell'FPGA.

4.4 La scheda Virtex-II Pro

La scheda utilizzata in questo lavoro di tesi è la Virtex II-Pro XC2VP30, progettata da Xilinx e adatta alle più svariate esigenze, da quelle didattiche o per avanzati progetti di ricerca, a quelle più applicative dell'ambito commerciale. Di seguito viene riportata un'immagine della scheda (4.7) e un elenco delle principali caratteristiche.

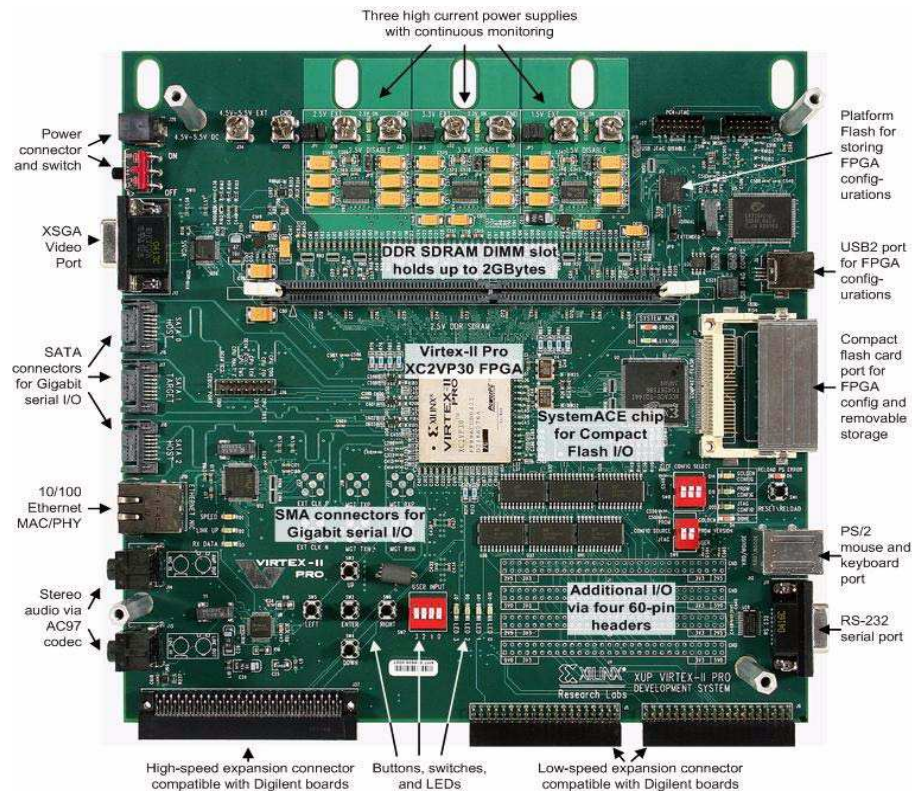


Figura 4.7: Scheda Virtex-II Pro XC2VP30

Caratteristiche tecniche:

- 30.816 celle logiche;
- 136 moltiplicatori a 18 bit;
- 2,448 kb di blocchi RAM;
- 2 processori PowerPC;
- DDR SDRAM DIMM che possono accettare fino a 2 GB di RAM;
- 10/100 porte Ethernet;
- porte USB2;
- Compact Flash card slot;
- porta video XSGA;
- Audio Codec;
- porte SATA, PS/2 e RS-232;
- programmazione JTAG via porta USB2.

Capitolo 5

La modulazione M-QAM, QPSK e relativa implementazione

5.1 Introduzione

Un canale di tipo passa banda, come per esempio il canale wireless, non permette la trasmissione di segnali digitali in banda base, cioè non modulati. È quindi necessario introdurre una qualche modulazione per traslare lo spettro del segnale digitale da trasferire, in modo che la banda del segnale modulato rientri in quella di trasmissione del canale. Questo tipo di modulazione viene definito digitale, quando i parametri che regolano la modulazione (ampiezza, frequenza, fase) non variano in modo continuo come per le modulazioni analogiche, ma possono assumere solo un numero discreto di valori, ciascuno dei quali costituisce uno “stato” in cui si può trovare il segnale modulato. Per questo motivo, l'emissione da parte del modulatore di un segnale modulato, posto in un certo stato, può essere considerata come la trasmissione sul canale di un simbolo. Come per le modulazioni analogiche, anche per quelle digitali si hanno tre tecniche di modulazione: di ampiezza, frequenza e fase, che eventualmente possono venire combinate tra loro per ottenere modulazioni più complesse, ma più dense di informazioni.

Parametri associati ad un sistema di modulazione

Di seguito si elencano alcune definizioni di carattere generale, utilizzate per la descrizione dei vari sistemi di modulazione.

- T_b : periodo di bit (s);
- $R_b = 1/T_b$: *bitrate* del sistema (bit/s);
- T : intervallo di modulazione o periodo di simbolo (s);
- $1/T$: frequenza di modulazione o frequenza di simbolo (Baud);

- M : cardinalità dell'alfabeto di trasmissione;
- $N_0/2$: densità spettrale del rumore bianco introdotto dal canale (V^2/Hz);
- σ_I^2 : varianza del rumore bianco;
- Γ : rapporto segnale/rumore all'ingresso del ricevitore per un canale ideale AWGN;
- $B_{min} = \frac{1}{T}$: banda minima convenzionale del segnale modulato del tipo banda passante (Hz).

5.2 La modulazione QPSK

La modulazione QPSK è un tipo di modulazione in banda passante, in cui l'informazione da trasmettere è contenuta nella fase della portante. Infatti, fa parte della famiglia di modulazione PSK (Phase Shift Keying) con alfabeto \mathcal{M} -ario costituito da 4 simboli. Sia $h_{Tx}(t)$ un impulso reale del tipo banda base a energia e durata finita, allora il generico simbolo trasmesso è del tipo:

$$s_n(t) = h_{Tx}(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_n), \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (5.1)$$

con

$$\varphi_n = \frac{\pi}{M}(2n - 1), \quad n = 1, 2, \dots, M, \quad (5.2)$$

cioè i possibili segnali si ottengono variando la fase di un coseno, a frequenza f_0 , modulato da $h_{Tx}(t)$. Chiaramente nel caso di Q(*quadrature*)PSK, M vale 4.

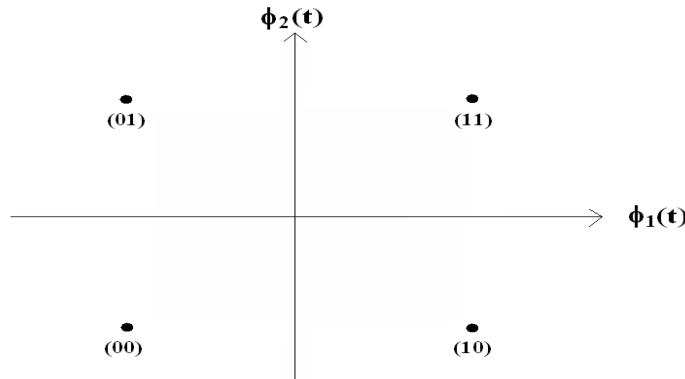


Figura 5.1: Rappresentazione vettoriale modulazione QPSK

In figura 5.1 è rappresentata la costellazione QPSK; come si può vedere la base che dà origine allo spazio dei segnali è costituita da due forme d'onda:

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{E_h}} h_{Tx}(t) \cos(2\pi f_0 t), \quad (5.3)$$

$$\phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{E_h}} h_{Tx}(t) \sin(2\pi f_0 t). \quad (5.4)$$

Vediamo ora le caratteristiche principali di questo tipo di modulazione digitale:

Energia di s_n

$$E_n = \frac{E_h}{2}, \quad \text{dove } E_h \text{ è l'energia di } h_{Tx}. \quad (5.5)$$

Energia media del sistema

$$E_s = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M E_n = \frac{E_h}{2}. \quad (5.6)$$

Distanza minima

$$d_{min} = 2\sqrt{E_s} \sin \frac{\pi}{M} = \sqrt{E_h}. \quad (5.7)$$

Efficienza spettrale

$$\nu = \frac{1/T_b}{B_{min}} = \frac{(1/T) \log_2 M}{1/T} = 2. \quad (5.8)$$

Rapporto SNR

$$\Gamma = \frac{E_s}{N_0} = \frac{E_s/2}{\sigma_I^2}. \quad (5.9)$$

Probabilità di errore (di simbolo)

$$P_e = 2Q \left(\sqrt{2\Gamma} \sin \frac{\pi}{M} \right) = 2Q(\sqrt{\Gamma}). \quad (5.10)$$

La 5.1 può essere riscritta nel modo seguente, sfruttando le semplici forme di addizione e sottrazione del coseno:

$$s_n(t) = \alpha_{n,I} h_{Tx}(t) \cos(2\pi f_0 t) - \alpha_{n,Q} h_{Tx}(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (5.11)$$

dove

$$\alpha_{n,I} = \cos \varphi_n \quad (5.12)$$

$$\alpha_{n,Q} = \sin \varphi_n \quad (5.13)$$

e

$$\alpha_n = \alpha_{n,I} + j\alpha_{n,Q}, \quad n = 1, 2, \dots, M. \quad (5.14)$$

Il trasmettitore viene riportato in figura 5.2

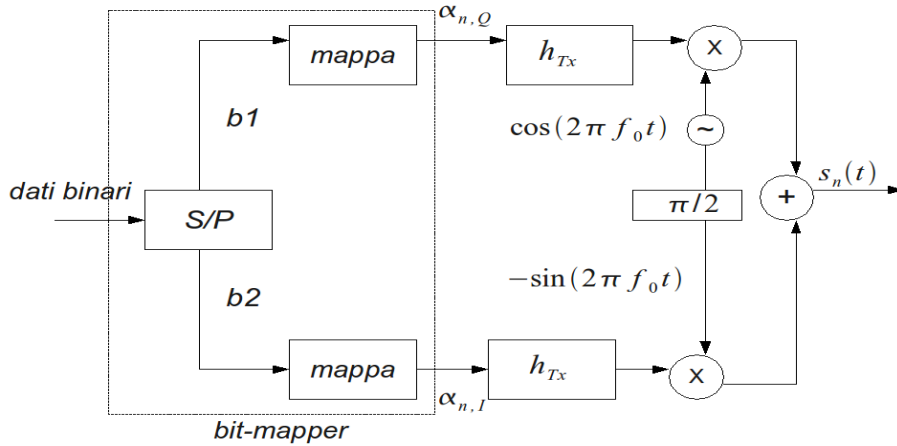


Figura 5.2: Trasmettitore QPSK

5.3 La modulazione M-QAM

Questo è un altro esempio di modulazione in banda passante. In questo caso l'informazione da trasmettere è contenuta non solo nella fase della portante, ma anche nella sua ampiezza, infatti il generico segnale trasmesso è del tipo:

$$s_n(t) = A_n h_{Tx}(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_n), \quad n = 1, 2, \dots, M. \quad (5.15)$$

Come si può vedere, infatti, rispetto alla 5.1 cambia solo il fatto che c'è un termine moltiplicativo davanti al coseno (A_n) che ne varia l'ampiezza. Perciò si può dire che questo tipo di modulazione non è altro che un'estensione della PSK. La 5.15, ricordando ciò che è stato fatto precedentemente con la 5.1, può essere riscritta come:

$$s_n(t) = \alpha_{n,I} h_{Tx}(t) \cos(2\pi f_0 t) - \alpha_{n,Q} h_{Tx}(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad n = 1, 2, \dots, M. \quad (5.16)$$

dove

$$\alpha_{n,I} = A_n \cos \varphi_n \quad (5.17)$$

$$\alpha_{n,Q} = A_n \sin \varphi_n \quad (5.18)$$

e

$$\alpha_n = \alpha_{n,I} + j\alpha_{n,Q}, \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (5.19)$$

Questa rappresentazione suggerisce il nome *quadrature amplitude modulation*, nel senso che il segnale trasmesso è ottenuto modulando in ampiezza due portanti in quadratura. Vediamo in figura 5.3 la tipica costellazione M-QAM, dove

M varia da 4 a 256.

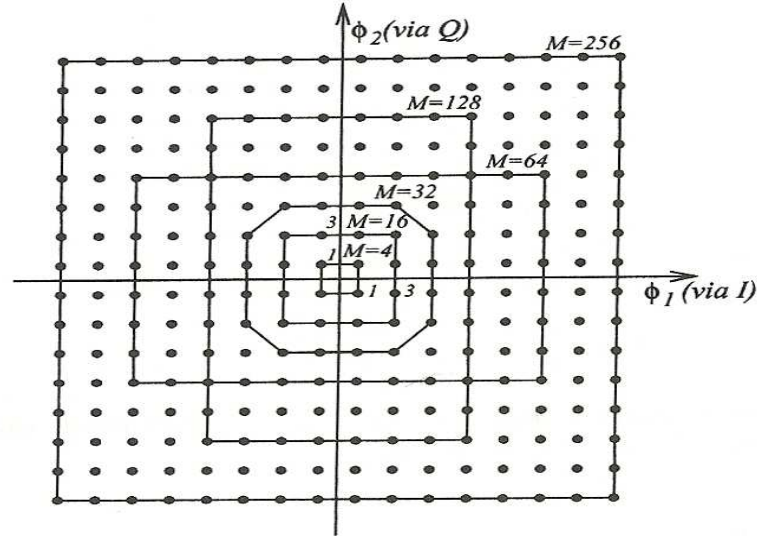


Figura 5.3: Rappresentazione vettoriale costellazione M-QAM

Energia di s_n

$$E_n = |\alpha_n|^2 \frac{E_h}{2}. \quad (5.20)$$

Energia media del sistema

$$E_s = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M E_n = \frac{M-1}{3} E_h, \quad \text{per una costellazione rettangolare.} \quad (5.21)$$

Distanza minima

$$d_{min} = \sqrt{2E_h}. \quad (5.22)$$

Efficienza spettrale

$$\nu = \frac{1/T_b}{B_{min}} = \frac{(1/T) \log_2 M}{1/T} = \log_2 M. \quad (5.23)$$

Rapporto SNR

$$\Gamma = \frac{E_s}{N_0} = \frac{E_s/2}{\sigma_I^2}. \quad (5.24)$$

Probabilità di errore (di simbolo)

$$P_e \simeq 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{(M-1)} \Gamma} \right) \quad (5.25)$$

5.4 Implementazione

5.4.1 Introduzione

L'intero sistema di *mapping* è costituito da un macro-blocco in cui sono evidenziati tutti i segnali di ingresso e di uscita (figura 5.4), all'interno del quale sono presenti due blocchi che svolgono la funzione rispettivamente di mappatura "standard" e di seguente rotazione della costellazione sul piano complesso, come previsto dal protocollo DVB-T2.

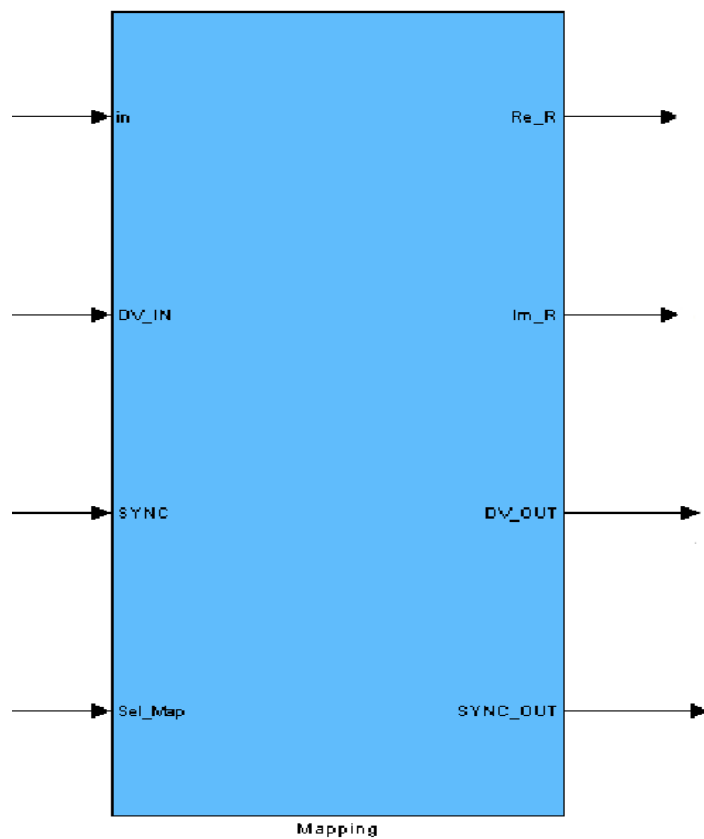


Figura 5.4: Macro-blocco Mapping

Il macro-blocco Mapping prevede quattro ingressi e quattro uscite:

Ingressi:

- **IN**: rappresenta il vettore d'informazione (FECFRAME), dopo essere stato sottoposto alla codifica di canale;

- **DV_ IN**: *Data Valid IN*, ha la stessa dimensione del vettore d'ingresso e in corrispondenza di ogni suo bit valido presenta un 1, 0 altrimenti.
- **SYNC**: È un vettore di zeri, intervallato da bit di valore 1 in corrispondenza dell'inizio di una nuova "trama" da trasmettere. Nel nostro caso si ha una sola trama da 64.800 bit.
- **Sel_ map**: È un vettore di 2 bit che può assumere quindi quattro valori (0,1,2,3), in corrispondenza del tipo di modulazione desiderata: QPSK, 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM.

Uscite:

- **Re_ R**: Rappresenta la parte reale del simbolo complesso ruotato nel piano $\{\mathcal{I}, \mathcal{Q}\}$, che andrà a modulare l'ampiezza e/o la fase della portante coseno.
- **Im_ R**: Rappresenta la parte immaginaria del simbolo complesso ruotato nel piano $\{\mathcal{I}, \mathcal{Q}\}$, che andrà a modulare l'ampiezza e/o la fase della portante seno.
- **DV_ OUT**: È il segnale *Data Valid IN* riportato in uscita.
- **SINC_ OUT**: È il segnale *SYNC* riportato in uscita.

5.4.2 Il blocco Mapping_ Normal

Questo sottosistema *Simulink* trasforma il vettore riga, contenente i bit da mappare ricevuti in modo seriale, in un flusso di due vettori che riportano la coppia (x, y) corrispondente rispettivamente alla coordinata reale (I) e immaginaria (Q) del simbolo trasmesso. Attraverso 4 blocchi S/P, i bit del vettore d'ingresso vengono presi a gruppi di 2, 4, 6 o 8 bit a seconda del tipo di modulazione, successivamente un *multiplexer* seleziona (segnale **Sel_ Map**) il corretto segnale da considerare e lo invia verso due memorie ROM.

Il segnale, a questo punto, va a selezionare l'indirizzo di memoria nelle ROM che corrisponde alla coppia (I,Q) rappresentante il simbolo da inviare. Si è scelto di utilizzare un unico piano complesso per tutte e quattro le modulazioni visto che, attraverso un opportuno posizionamento dei bit sul piano, la costellazione 256-QAM ingloba anche le altre tre. In questo modo, utilizzando solo due ROM da 256 indirizzi piuttosto che otto, due per ogni tipo di modulazione, si risparmia circa il 25% di area occupata. Inoltre si utilizza un solo multiplexer da quattro ingressi invece che due (figure 5.5 e 5.6). Per minimizzare la probabilità di errore è stata adottata la codifica di Gray, la quale prevede che simboli adiacenti differiscano per un solo bit.

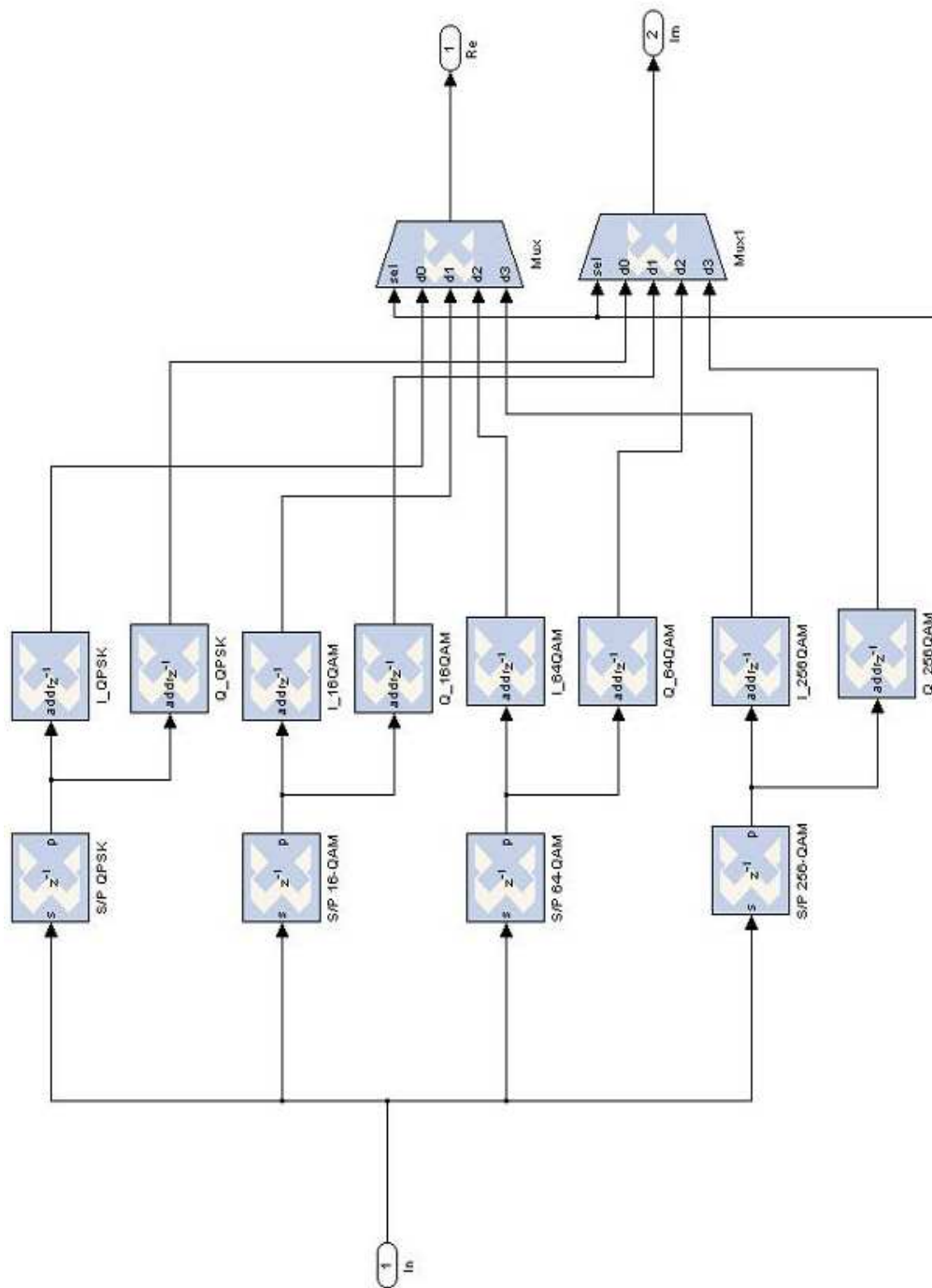


Figura 5.5: Blocco Mapping_{Normal}: prima implementazione

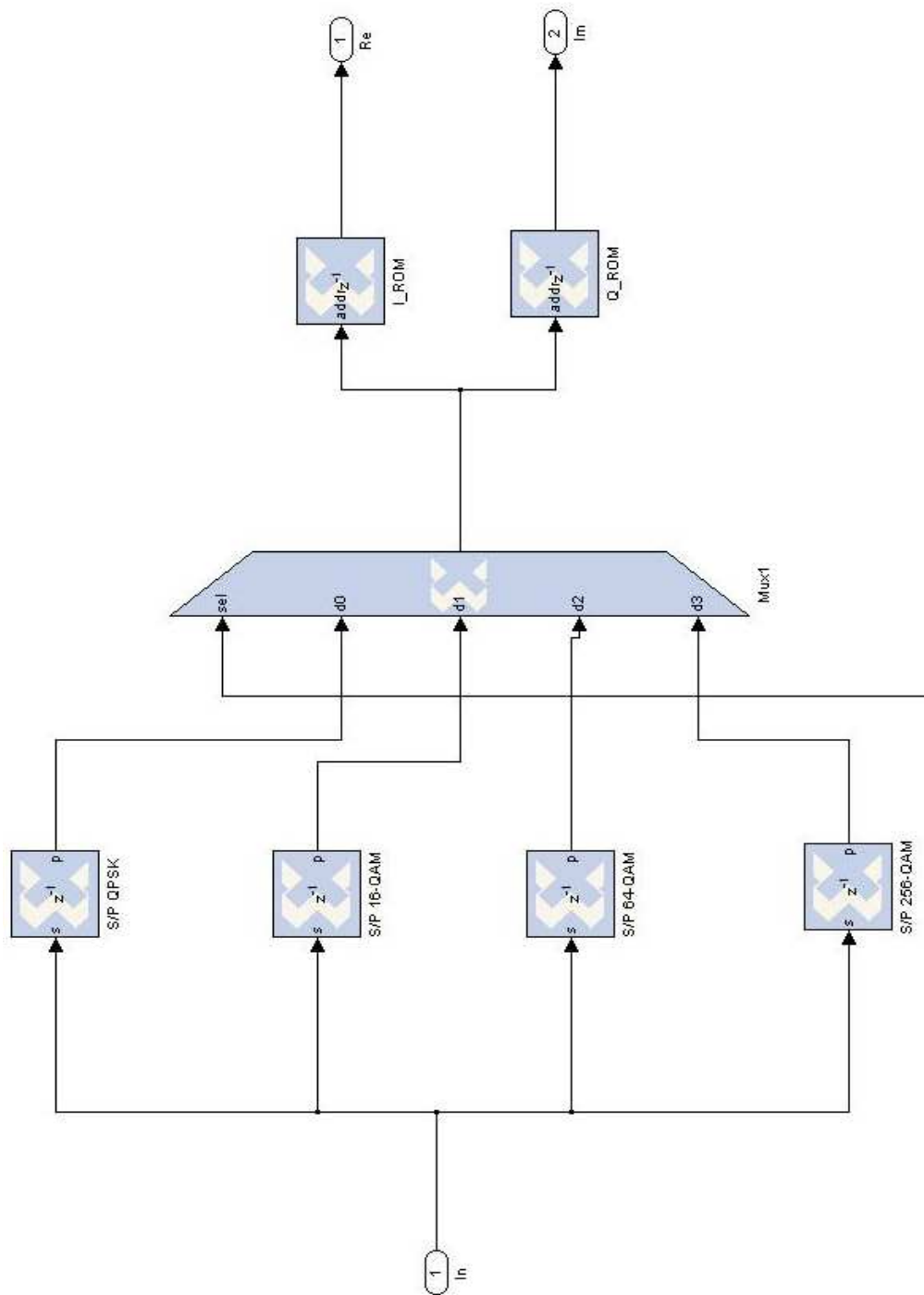


Figura 5.6: Blocco Mapping_ normal: implementazione efficiente

5.4.3 Il blocco Mapping_ Rotation

Il sottosistema Mapping_ Rotation è quello che implementa la rotazione della costellazione. Questa tecnica, non prevista nel protocollo DVB-T, serve ad aumentare l'affidabilità della trasmissione. Ruotando nel piano $\{I, Q\}$ tutti i simboli della costellazione, si ottiene un risultato importante: non esistono simboli né con la stessa ascissa, né con la stessa ordinata (vedi fig 2.7 del capitolo 2). In questo modo, ogni simbolo è univocamente determinato da una sola coordinata, l'altra dà un'informazione del tutto ridondante. A tal proposito, si introduce un ritardo ciclico per l'ordinata Q prima dell'interleaving in tempo e frequenza, così ascissa e ordinata di ciascun punto sono trasferite su differenti celle OFDM. Con questa tecnica, nel caso in cui una delle due coordinate non venga ricevuta correttamente, si può lo stesso determinare il simbolo inviato grazie all'altra.

Lo standard DVB-T2 prevede per ogni tipo di modulazione un certo grado di rotazione, come si può vedere in tabella 5.1. Per ruotare in senso orario di un angolo θ un qualsiasi punto nel piano complesso, basta seguire la coppia di equazioni in 5.26, che fanno riferimento al grafico di figura 5.7, in cui vengono calcolate le nuove coordinate del punto ruotato (P_r) in funzione dell'angolo θ .

Mapping	θ
QPSK	29°
16-QAM	$16,8^\circ$
64-QAM	$8,6^\circ$
256-QAM	$3,6^\circ$

Tabella 5.1: Tabella gradi di rotazione

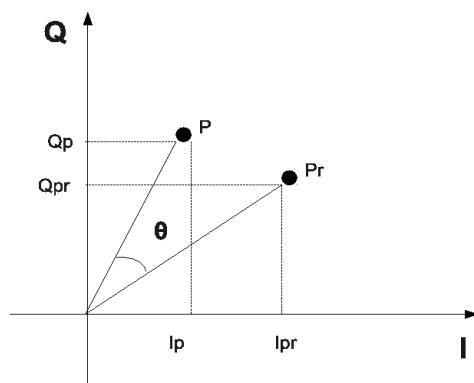


Figura 5.7: Grafico rotazione sul piano complesso

$$\begin{cases} I_{pr} = I_p \cos \theta + Q_p \sin \theta \\ Q_{pr} = Q_p \cos \theta - I_p \sin \theta \end{cases} \quad (5.26)$$

All'interno del `Mapping_Rotation` ci sono due blocchetti preposti per il calcolo delle nuove coordinate che rappresentano il simbolo ruotato (figura 5.8).

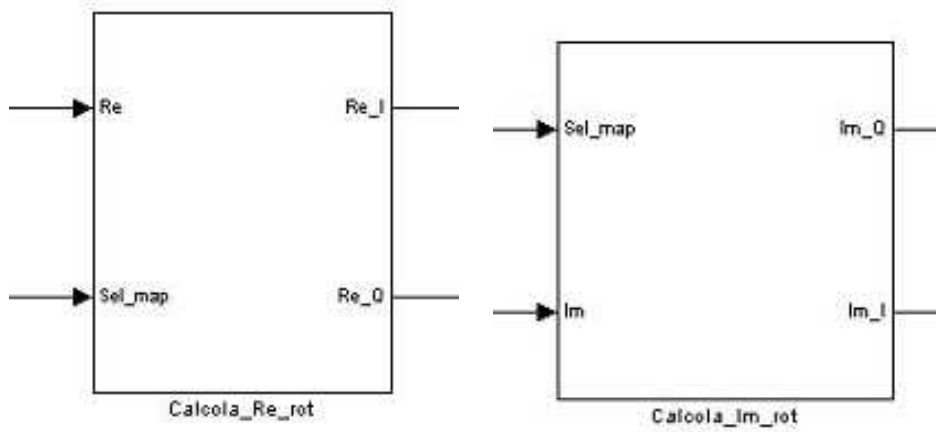


Figura 5.8: Blocchi per il calcolo del simbolo ruotato

Come si vede da figura 5.8 entrambi hanno il segnale `Sel_map` in ingresso, il quale, a seconda del tipo di modulazione, specifica l'angolo di rotazione corretto. Poi c'è il segnale `Re` per il primo blocco, che rappresenta la coordinata I in uscita dal `Mapping_Normal` e il segnale `Im` che rappresenta invece la coordinata Q . In uscita si hanno i due segnali `Re_I` e `Re_Q` per il primo blocco e i segnali `Im_Q` e `Im_I` per il secondo. Questi, opportunamente sommati, danno le nuove coordinate che identificano il corrispondente simbolo ruotato.

In 5.27 sono evidenziate le corrispondenze con la 5.26, in modo da comprendere più facilmente a cosa effettivamente fanno riferimento tutti i segnali appena illustrati.

$$\begin{cases} \text{Re} \iff I_p \\ \text{Im} \iff Q_p \\ \text{Re_I} \iff I_p \cos \theta \\ \text{Re_Q} \iff -I_p \sin \theta \\ \text{Im_Q} \iff Q_p \cos \theta \\ \text{Im_I} \iff Q_p \sin \theta \end{cases} \quad (5.27)$$

Per completezza, in figura 5.9 viene mostrato il diagramma *Simulink* dell'intero blocco **Mapping_Rotation**, in cui si vedono due sommatore per il calcolo dei segnali Re_R e Im_R , quattro blocchetti "ritardatori" e un multiplexer. La presenza dei blocchetti Xilinx *Delay* serve a generare quel ritardo ciclico per la coordinata Q (qui corrisponde al ritardo di un simbolo) utile per sfruttare la tecnica della costellazione ruotata. In figura 5.10 e 5.11 è illustrato l'interno dei blocchi **Calcola_Re_rot** e **Calcola_Im_rot** (figura 5.8) che sono costituiti semplicemente da moltiplicatori e multiplexer. Infine a pag 64 e 65 vengono rappresentati rispettivamente l'interno del macro-blocco **Mapping** e quest'ultimo insieme all'altro macro-blocco (**Coding**) preposto alla codifica di canale. Si ricorda che il macro-blocco **Coding** fa parte del lavoro di un'altra tesi [10], già citata nel Sommario, della quale, la presente, ne costituisce il naturale sviluppo.

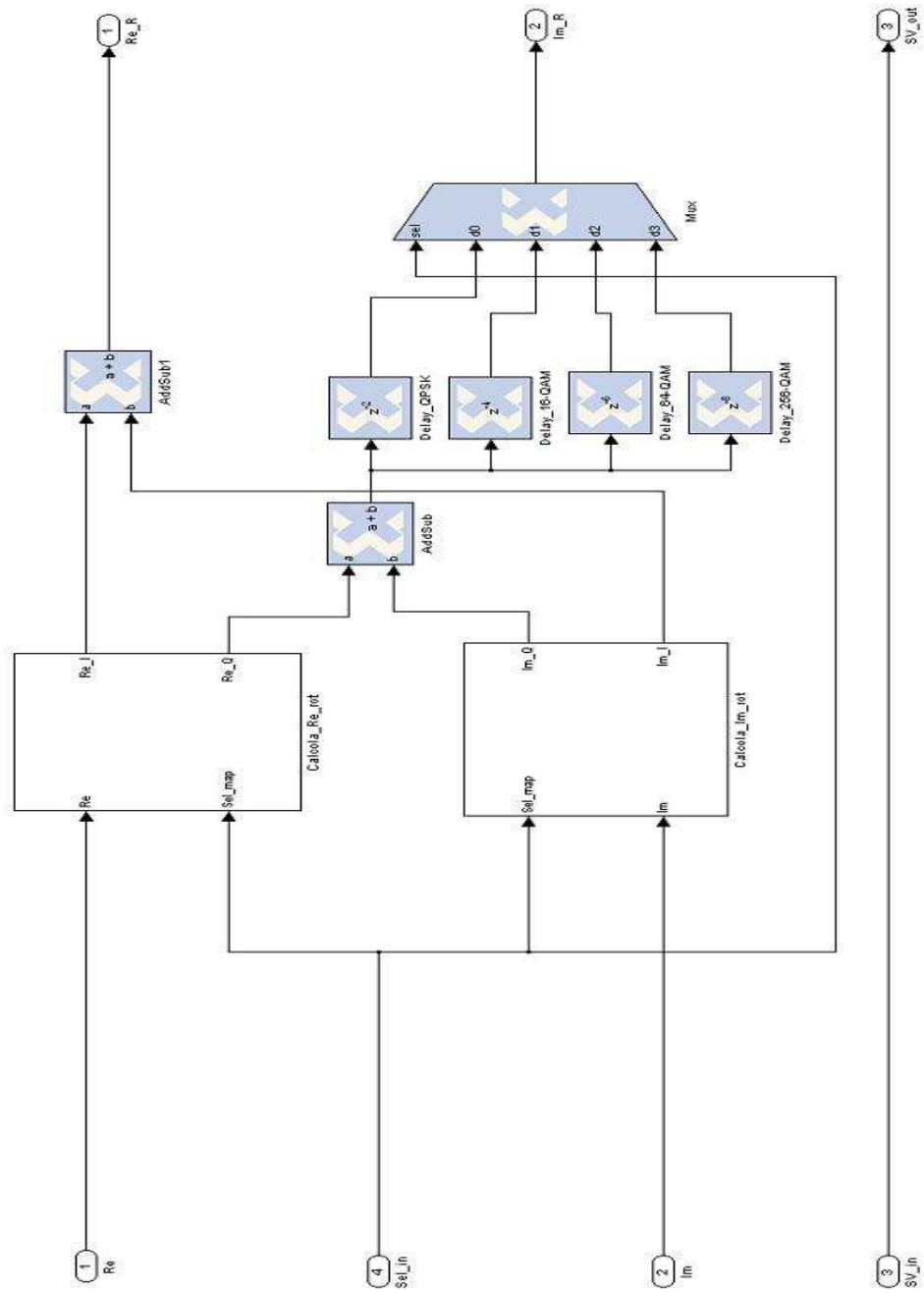


Figura 5.9: Blocco Mapping_Rotation

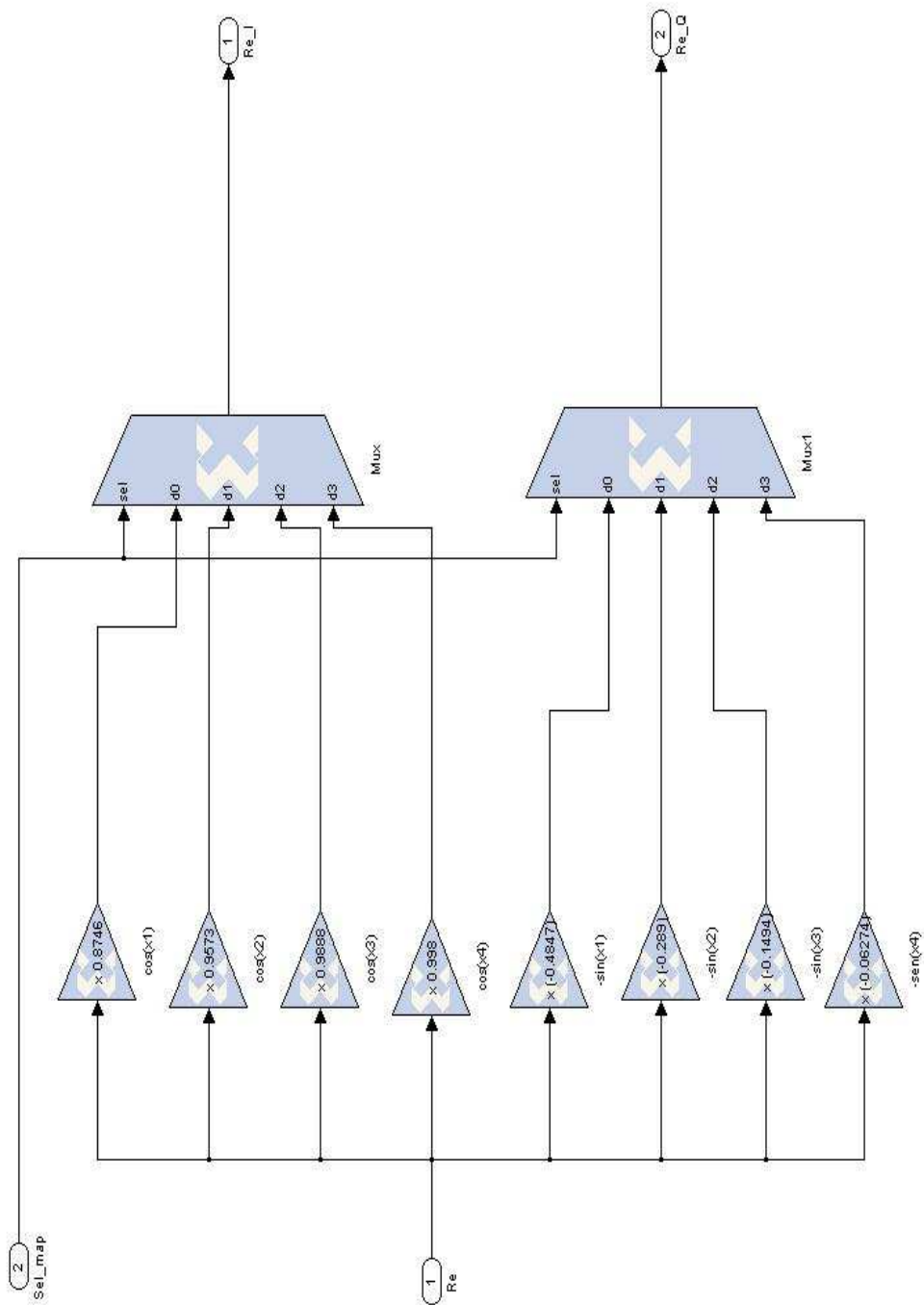
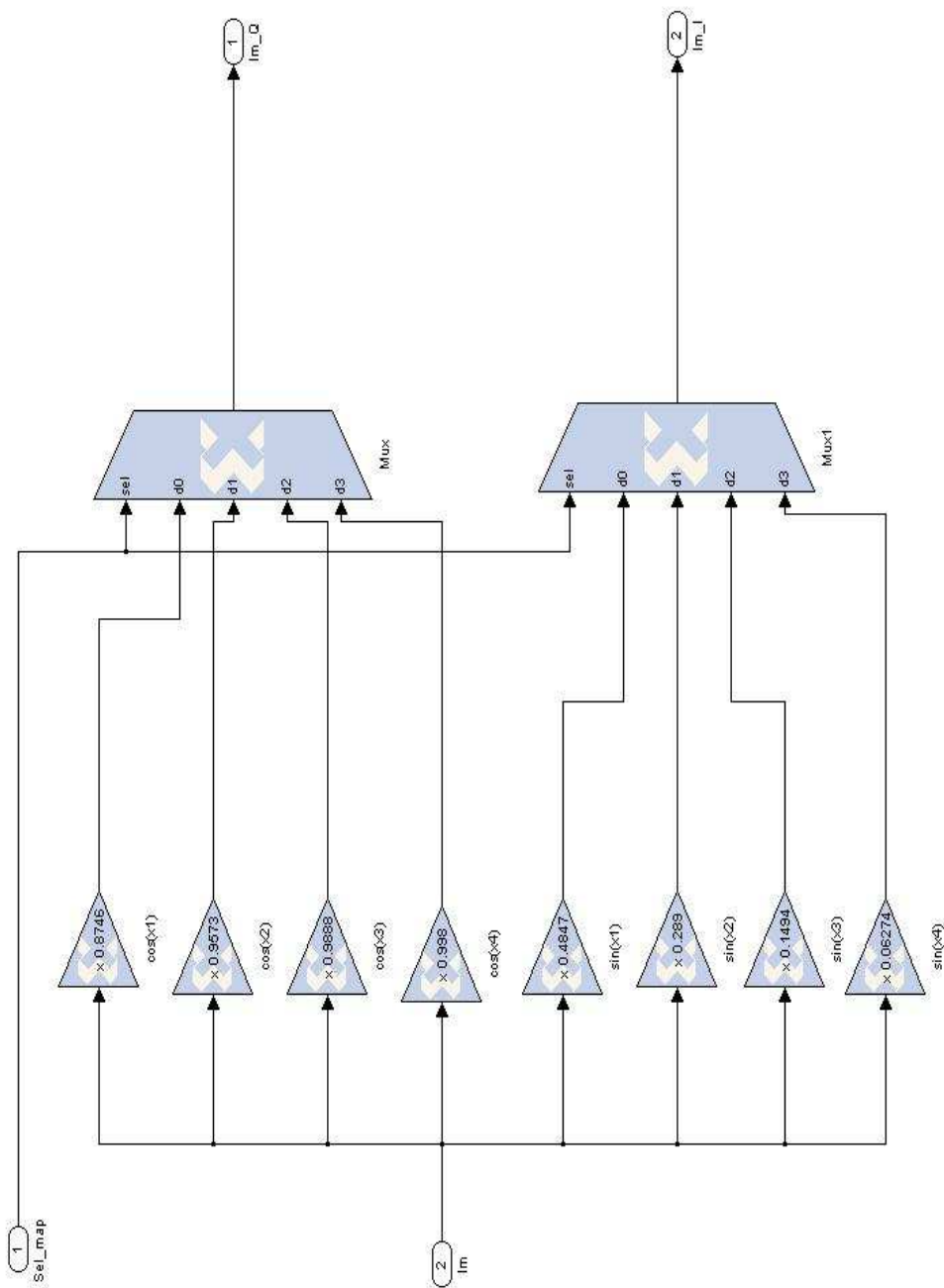


Figura 5.10: Blocco Calcola_Re_rot

Figura 5.11: Blocco `Calcola_Im_rot`

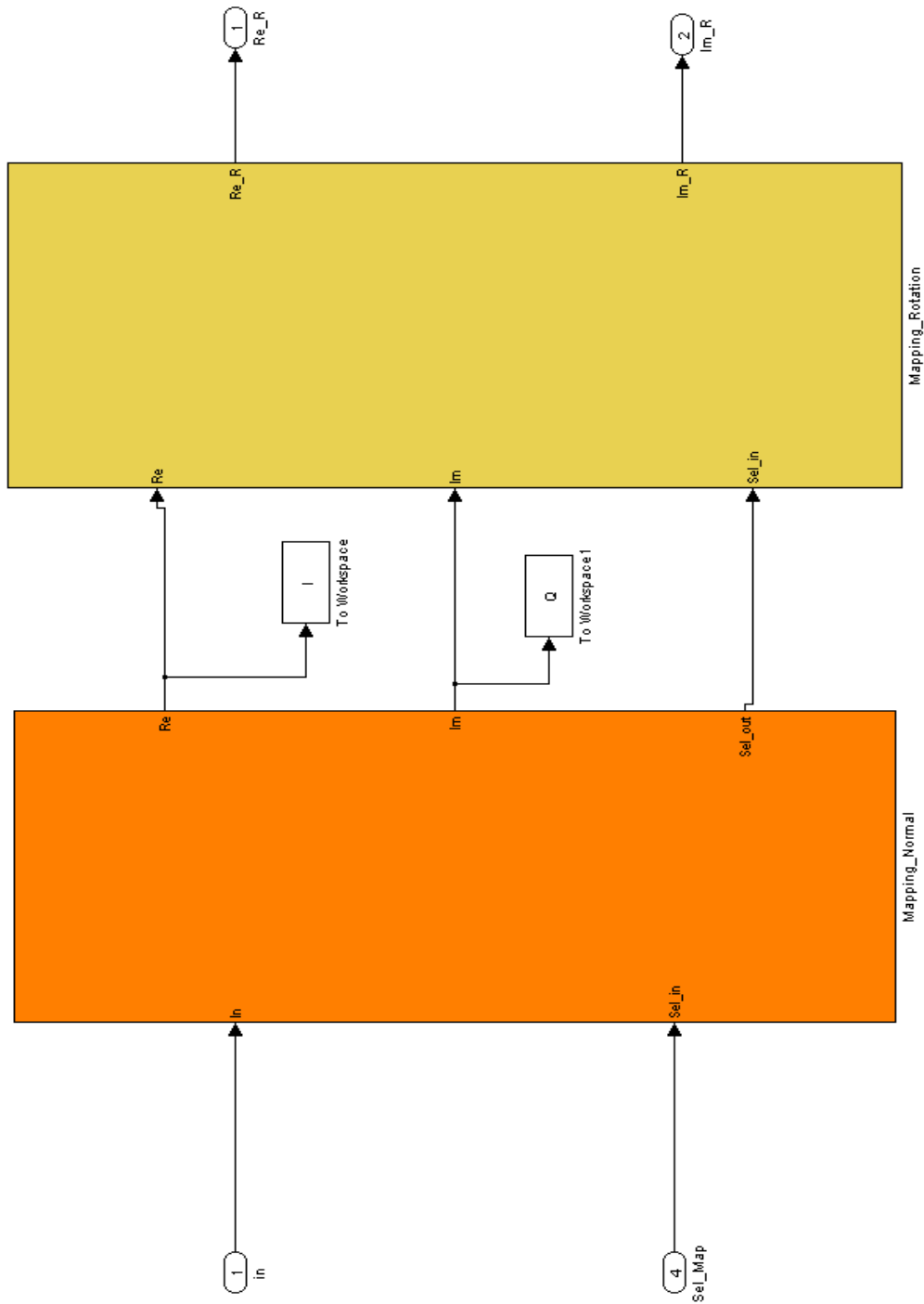


Figura 5.12: Blocchi Mapping_Normal e Mapping_Rotation

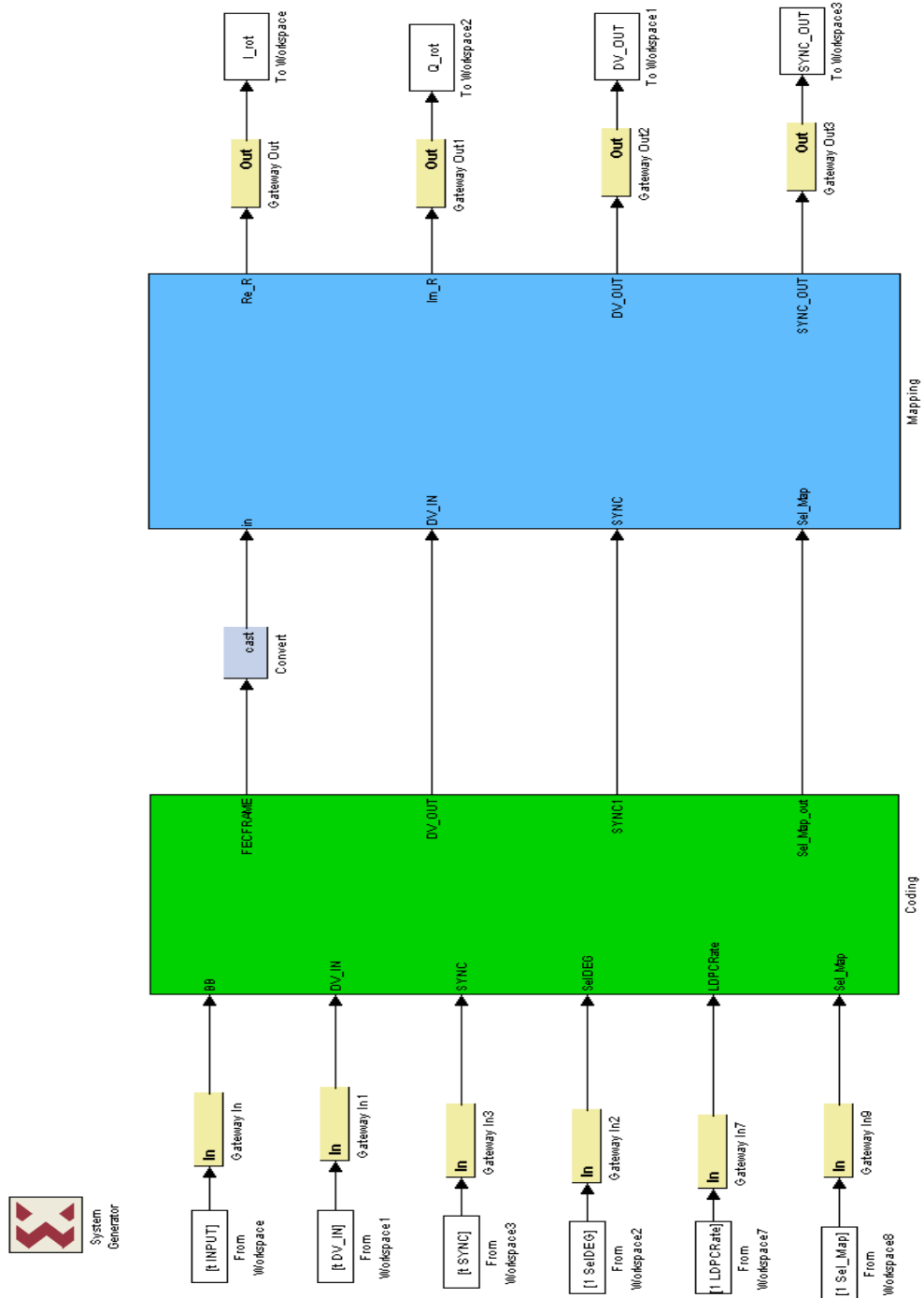


Figura 5.13: Macro-blocchi Coding e Mapping

Capitolo 6

Conclusioni

L'obiettivo di questa tesi è stato l'implementazione su FPGA del *Bit-mapper* utilizzato nel nuovo protocollo del digitale terrestre. La strategia adottata è stata quella di sfruttare il tool *Simulink* di Matlab, in modo da affrontare il problema partendo da un alto livello di astrazione. Questo *modus operandi* ha permesso di individuare in poco tempo il cammino giusto da intraprendere, infatti è stato possibile compiere diversi tentativi rendendosi subito conto della bontà o meno del risultato e passare, se non soddisfatti, ad un'altra soluzione, possibilmente più efficiente.

Inoltre il *Library Browser* di Simulink, in particolare il pacchetto *Xilinx Blockset*, mette a disposizione moltissimi "blocchetti", offrendo infinite possibilità di realizzazione per i più svariati progetti di sistemi dinamici DSP. La possibilità poi, attraverso il *System Generator*, di generare in modo automatico il codice di un linguaggio standard per la descrizione dell'hardware, come il VHDL o il Verilog, rende questo strumento ancora più interessante e utile.

Il presente lavoro, come già accennato in precedenza, si è sviluppato sulla base di un altro lavoro di tesi, che si è occupato della codifica di canale del segnale da trasmettere. L'intero sistema di trasmissione comprenderebbe anche l'interleaving, il "Mode adaptation", lo "Stream adaptation" per una realizzazione completa della trama prima della generazione OFDM. È possibile quindi portare avanti il lavoro in modo da completare la parte relativa all'apparato di trasmissione e, nel caso, di migliorare le parti precedentemente sviluppate. Tutto questo senza grosse difficoltà di comprensione visto che, grazie all'ambiente *Matlab/Simulink*, il lavoro risulta molto intuitivo e semplice da leggere trattandosi esclusivamente di schemi a blocchi e poche righe di codice matlab.

Bibliografia

- [1] S.M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. 16(8):1451–1458, June 2007.
- [2] Mirto Tabone Andrea Bertella, Bruno Sacco. Reti sfn dvb-t. *Elettronica e Telecomunicazioni*, 2008.
- [3] Draft ETSI EN 302 755V1.1.1. *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*, 2008-10.
- [4] Draft ETSI TR 102 831. *Digital Video Broadcasting (DVB); Implementations guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*.
- [5] DVB Document A133. *Implementations guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*, February 2009.
- [6] DVB Document SB 1644R1. *DVB-T2 Call for Technologies*, April 2007.
- [7] G. Calvagno G. Cariolaro, G. Pierobon. *Segnali e sistemi*. McGraw-Hill, 2003.
- [8] A. Gatherer and M. Polley. Controlling clipping probability in dme transmission. In *Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 578–584. Pacific Grove, November 1997.
- [9] Rias Muhamed Jeffrey G. Andrews, Arunabha Gosh. *Fundamentals of Wimax, Understanding Broadband Wireless Networking*. Prentice Hall, 2007.
- [10] Sara Luceri. Codifica di canale nel sistema dvb-t2: implementazione efficiente su fpga di codificatori bch e ldpc. Master's thesis, Università degli studi di Padova, 2009.
- [11] Vittoria Mignone. Che cosa è, come funziona: la modulazione cofdm. *Elettronica e Telecomunicazioni*, 2005.

- [12] Giovanni Cherubini Nevio Benvenuto. *Algoritmi e Circuiti per Telecomunicazioni*. Libreria Progetto Padova, 2000.
- [13] J. Tellado. *Multicarrier Modulation with low PAR: Applications to DSL and wireless*. Kluwer, 2000.
- [14] Alberto Morello Vittoria Mignone. Dvb-t2: la nuova piattaforma di diffusione della tv digitale terrestre. *Elettronica e Telecomunicazioni*, 2008.
- [15] Bruno Sacco Michele Visintin Vittoria Mignone, Alberto Morello. Cd3-ofdm: una soluzione avanzata per i servizi dvb-t su rete isofrequenza. *Elettronica e Telecomunicazioni*, 2002.

Elenco delle tabelle

2.1	Requisiti DVB-T2	9
2.2	Confronto tra multiplex DVB-T e DVB-T2	23
5.1	Tabella gradi di rotazione	58

Elenco delle figure

1.1	Caratteristiche di robustezza in funzione del servizio	4
2.1	Schema funzionale sistema DVB-T2	5
2.2	Schema a blocchi sottosistema SS3: Modulatore DVB-T2	10
2.3	Schema a blocchi trasmettitore DVB-T2	11
2.4	Trama di banda base e codifica FEC	12
2.5	Guadagno del DVB-T2 rispetto al DVB-T in termini di efficienza spettrale e/o rapporto se	
2.6	Rappresentazione della durata del simbolo e dell'intervallo di guardia (GI). 14	
2.7	Costellazione 16-QAM ruotata	15
2.8	Modalità con estensione di banda	16
2.9	Struttura tempo-frequenza dei PLP	17
2.10	Struttura di trame e super-trame del DVB-T2	18
2.11	Rappresentazione simbolo P1	19
2.12	Interleaving temporale	20
2.13	Tecnica ACE	22
2.14	Coesistenza di trame fisiche T2 e FEF	22
2.15	Prestazioni DVB-T2 e DVB-T a confronto	23
3.1	Canale <i>multipath</i> e modulazione multiportante	26
3.2	Canale selettivo in frequenza	26
3.3	Sistema a singola portante e multiportante a confronto	27
3.4	Elementare trasmettitore multiportante	27
3.5	Elementare ricevitore multiportante	28
3.6	Prefisso ciclico segnale OFDM	30
3.7	Margine di sincronizzazione temporale	32
3.8	OFDM: sincronizzazione in frequenza	33
3.9	Amplificatore di potenza: risposta in ampiezza	35
3.10	Cancellazione del picco	36
3.11	OFDM ed equalizzatore DFE a confronto	37
4.1	Flusso di progettazione System Generator	41
4.2	FPGA: architettura e connessioni	42
4.3	Programmazione di RAM statica	43

4.4	Programmazione di EPROM/EEPROM	44
4.5	Programmazione a fusibili (Fuse)	44
4.6	Programmazione a fusibili (Antifuse)	45
4.7	Scheda Virtex-II Pro XC2VP30	47
5.1	Rappresentazione vettoriale modulazione QPSK	50
5.2	Trasmettitore QPSK	52
5.3	Rappresentazione vettoriale costellazione M-QAM	53
5.4	Macro-blocco Mapping	54
5.5	Blocco Mapping_ Normal: prima implementazione	56
5.6	Blocco Mapping_ normal: implementazione efficiente	57
5.7	Grafico rotazione sul piano complesso	58
5.8	Blocchi per il calcolo del simbolo ruotato	59
5.9	Blocco Mapping_ Rotation	61
5.10	Blocco Calcola_ Re_ rot	62
5.11	Blocco Calcola_ Im_ rot	63
5.12	Blocchi Mapping_ Normal e Mapping_ Rotation	64
5.13	Macro-blocchi Coding e Mapping	65